

# UNIVERSITE DE LIMOGES

Ecole Doctorale Sciences Technologie Santé  
Faculté des Sciences et Techniques de LIMOGES

Année : 2007

Thèse n°20-2007

## Thèse

pour obtenir le grade de

## DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

*Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique*  
*Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"*

présentée et soutenue par

**Cyrille TILHAC**

le 2 Juillet 2007

**“Développement d’architectures de filtres à base de résonateurs à ondes acoustiques de volume et contribution à l’intégration dans une technologie avancée silicium industrielle pour des applications radio-fréquences”**

Thèse dirigée par

Andreia CATHELIN (STMicroelectronics) et Valérie MADRANGEAS (XLIM)

JURY :

Andreas KAISER	Directeur de recherche CNRS IEMN, Lille	Président
Eric KERHERVE Olivier LLOPIS	Professeur des universités à l'ENSEIRB Bordeaux, IMS Directeur de recherche CNRS LAAS, Toulouse	Rapporteur Rapporteur
Stéphane BILA Dominique CROS Christian PERSON Andreia CATHELIN Valérie MADRANGEAS	Chargé de recherches CNRS XLIM, Limoges Professeur à l'université de Limoges, XLIM Professeur à l'ENST de Brest, LEST Ingénieur à STMicroelectronics, Crolles Professeur à l'université de Limoges, XLIM	Examineur Examineur Examineur Examineur Examineur



# Remerciements

Ce travail a été effectué pour sa majeure partie dans la société STMicroelectronics basée à Crolles (38) au sein de l'équipe "CCDS Advanced CMOS Design" de Didier BELOT en partenariat avec l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes (récemment renommé XLIM), et plus particulièrement l'équipe "Micro et Nanotechnologies pour composants Optoélectroniques et Microondes" de Serge VERDEYME. Je tiens donc à remercier dans un premier temps mes encadrants Valérie MADRANGEAS (XLIM) et Andreia CATHELIN (STMicroelectronics).

J'exprime également toute ma gratitude à Monsieur Eric KERHERVE, Professeur des Universités à l'ENSERB Bordeaux, ainsi qu'à Monsieur Olivier LLOPIS, Directeur de Recherche CNRS au LAAS Toulouse, qui ont bien voulu assurer la fonction de rapporteur.

Je tiens également à remercier Stéphane BILA, Chargé de Recherches à XLIM Limoges, pour avoir pris sur son temps afin de m'apporter son expertise durant mon séjour au sein du laboratoire.

Merci aussi à tous les membres du jury que je n'ai pas encore cité Andreas KAISER, Directeur de Recherche CNRS à l'IEMN Lille, Dominique CROS, Professeur des Universités de Limoges, et Christian PERSON, Professeur à l'ENST Brest qui en qualité de jury m'ont permis d'obtenir le grade de Docteur de l'Université de Limoges.

Enfin, un grand merci généralisé à toutes les personnes qui durant ces trois années m'ont aidé et soutenu dans cette grande aventure qu'est la thèse.



---

---

# TABLE DES MATIÈRES

---

---

---

---

TABLE DES MATIÈRES .....	1
--------------------------	---

---

---

---

---

INTRODUCTION .....	9
--------------------	---

---

---

---

---

# CHAPITRE I

## LA TECHNOLOGIE BAW

### (BULK ACOUSTIC WAVE)

---

---

I. INTRODUCTION . . . . .	13
I.A. Théorie de la piézoélectricité . . . . .	14
I.B. Propriétés d'un cristal piézoélectrique : le quartz . . . . .	15
I.C. Introduction sur les résonateurs piézoélectriques . . . . .	17
II. LES DIFFÉRENTES STRUCTURES DE RÉSONATEURS BAW . . . . .	18
II.A. Les résonateurs de type SMR . . . . .	19
II.B. Les résonateurs de type FBAR . . . . .	20
II.C. Les résonateurs de type OMR . . . . .	22
II.D. Les différents matériaux piézoélectriques . . . . .	23
III. MODÉLISATION DE RÉSONATEURS À ONDES ACOUSTIQUES DE VOLUME	24
III.A. Le modèle de Mason . . . . .	25
III.A.1. MATÉRIAU NON PIÉZOÉLECTRIQUE . . . . .	27
III.A.2. MATÉRIAU PIÉZOÉLECTRIQUE . . . . .	29
III.A.3. MODÈLE DE MASON D'UN SMR . . . . .	31
III.B. Le modèle de Butterworth Van Dyke . . . . .	32
IV. LES DÉRIVES DU PROCÉDÉ DE FABRICATION ET LES DIFFÉRENTES COMPENSATIONS POSSIBLES . . . . .	34
IV.A. Les dérives du procédé de fabrication . . . . .	34
IV.B. Les résonateurs BAW accordables en fréquence . . . . .	36
V. CONCLUSION . . . . .	41
VI. BIBLIOGRAPHIE . . . . .	42

---

---

## CHAPITRE II

### ÉTAT DE L'ART - FILTRAGE

---

---

I. INTRODUCTION . . . . .	45
II. ETAT DE L'ART : FILTRES BAW . . . . .	46
II.A. Filtres BAW électriques . . . . .	47
II.A.1. FILTRE LADDER (OU FILTRE EN ÉCHELLE) . . . . .	47
II.A.2. FILTRE LATTICE (OU FILTRE EN TREILLIS) . . . . .	48
II.A.3. FILTRE LADDER LATTICE . . . . .	49
II.B. Filtres BAW technologiques . . . . .	50
II.B.1. FILTRES SCF . . . . .	50
II.B.2. FILTRE CRF . . . . .	51
II.C. Conclusion . . . . .	53
III. ETAT DE L'ART : MÉTHODE DES PARAMÈTRES EFFECTIFS . . . . .	54
III.A. La fonction de transfert . . . . .	55
III.A.1. FONCTION DE BUTTERWORTH . . . . .	58
III.A.2. FONCTION DE TCHEBYCHEV . . . . .	59
III.A.3. FONCTION DE TYPE PSEUDO-ELLIPTIQUE OU TCHEBYCHEV GÉNÉRALISÉE . . . . .	59
III.A.4. UTILISATION DES NOMOGRAMMES . . . . .	60
III.B. La synthèse du filtre . . . . .	63
III.B.1. PROTOTYPE PASSE-BAS -> FILTRE PASSE-BANDE . . . . .	63
III.B.2. APPLICATION DE LA MÉTHODE À UN GABARIT WCDMA . . . . .	67
III.B.3. CONCEPT DE COUPLAGES POUR LA SYNTHÈSE DE FILTRES PASSE- BANDE . . . . .	69
III.C. Conclusion . . . . .	72
IV. CONCLUSION . . . . .	73
V. BIBLIOGRAPHIE . . . . .	74

---

---

## CHAPITRE III

### FILTRE BAW ACCORDABLE

---

---

I. INTRODUCTION .....	77
II. SYNTHÈSE D'UN FILTRE BAW EN ÉCHELLE ACCORDABLE EN FRÉQUENCE .. .....	77
II.A. Spécifications utilisées .....	77
II.B. Synthèse du filtre BAW accordable .....	78
II.B.1. PREMIÈRE STRUCTURE : UTILISATION DE CIRCUITS RÉSONNANTS SÉRIES ET D'INVERSEURS D'IMPÉDANCE .....	81
II.B.1.a. Introduction du résonateur BAW .....	84
II.B.1.b. Choix des inverseurs d'impédance .....	87
II.B.1.c. synthèse et première optimisation du filtre dans le cas d'un couplage mixte LCL .....	89
II.B.2. DEUXIÈME STRUCTURE : UTILISATION DE CIRCUITS RÉSONNANTS PARALLÈLES ET D'INVERSEURS D'ADMITTANCE .....	90
II.C. Conclusion .....	91
III. ÉVOLUTION DU FILTRE EN ÉCHELLE VERS UN FILTRE EN TREILLIS .....	92
IV. COMPENSATION DES DÉRIVES LIÉES À LA TECHNOLOGIE .....	95
IV.A. Réalisation du décalage en fréquence .....	96
V. CONCLUSION .....	104
VI. BIBLIOGRAPHIE .....	105

---

---

## CHAPITRE IV

### AMÉLIORATION DES PERFORMANCES PAR AJOUT D'ÉLÉMENTS ACTIFS

---

---

I. INTRODUCTION . . . . .	107
II. RÉDUCTION DU NOMBRE D'ÉLÉMENTS PASSIFS . . . . .	107
III. INDUCTANCE AVEC FACTEUR DE QUALITÉ AMÉLIORÉ . . . . .	108
IV. INDUCTANCE ACTIVE . . . . .	113
IV.A. Généralités . . . . .	113
IV.A.1. PRINCIPE . . . . .	113
IV.A.2. IMPACT DE LA CONDUCTANCE DE SORTIE SUR LE GAIN DC . . . . .	114
IV.A.3. IMPACT D'UN DÉPHASAGE . . . . .	116
IV.A.4. DÉFINITION DU BRUIT DANS UN GYRATEUR . . . . .	117
IV.A.5. TRANSMISSION DE PUISSANCE DANS UNE STRUCTURE 2 PORTS CONSTITUÉE DE 2 GYRATEURS . . . . .	118
IV.A.6. CALCUL DU BRUIT MINIMUM ( $F_{MIN}$ ) DANS LE CAS D'UNE TRANSMISSION DE PUISSANCE MAXIMUM ET DE LA RÉSISTANCE OPTIMUM DE TERMINAISON ( $R_T$ ) . . . . .	119
IV.A.7. CALCUL DE LINÉARITÉ : PRODUIT D'INTERMODULATION D'ORDRE 3 (IIP3) . . . . .	122
IV.A.8. OPTIMISATION DE LA PLAGE DE LINÉARITÉ (DYNAMIC RANGE) . . . . .	124
IV.A.9. DÉFINITION DU RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT NORMALISÉ (NSNR) . . . . .	125
IV.B. Les structures d'inductances actives . . . . .	127
IV.B.1. SPÉCIFICATIONS POUR LA RÉALISATION D'UNE INDUCTANCE ACTIVE POUR LE STANDARD WCDMA . . . . .	127
IV.B.2. LA TRANSCONDUCTANCE DE NAUTA . . . . .	128
IV.B.3. TRANSCONDUCTANCE DE LEE ET PAN . . . . .	131
IV.B.4. TRANSCONDUCTANCE DE PARK ET SCHAUMANN . . . . .	133
IV.B.5. TRANSCONDUCTANCE DE SZCZEPANSKI . . . . .	135
IV.B.6. BILAN SUR LES STRUCTURE D'INDUCTANCES ACTIVES . . . . .	137

---

V. CAPACITÉ NÉGATIVE .....	138
V.A. Impact d'une capacité négative sur le résonateur BAW seul	138
V.B. La structure de la capacité négative .....	140
VI. CONCLUSION .....	146
VII. BIBLIOGRAPHIE .....	147

---

---

## CHAPITRE V

### RÉALISATION ET MESURES

---

---

I. INTRODUCTION . . . . .	151
II. MÉTHODES DE MESURE . . . . .	153
II.A. Méthode du balun idéal . . . . .	153
II.B. Méthode de calcul de la matrice des modes mixtes . . . . .	154
II.C. Méthode de simulation de la matrice des modes mixtes	159
II.D. Conclusion . . . . .	160
III. ASSEMBLAGE DES PUCES . . . . .	161
III.A. Découpe des résonateurs BAW . . . . .	161
III.B. Assemblage des puces BiCMOS et BAW . . . . .	162
IV. IMPLÉMENTATION PHYSIQUE DES CIRCUITS . . . . .	164
IV.A. Capacité négative différentielle . . . . .	167
IV.A.1. SCHÉMA ÉLECTRIQUE ET BANC DE TEST . . . . .	167
IV.A.2. IMPACT DU PROCÉDÉ D'ASSEMBLAGE . . . . .	168
IV.A.3. IMPACT DE LA POLARISATION . . . . .	170
IV.A.4. COMPARAISON ENTRE SIMULATION ET MESURE . . . . .	171
IV.B. Varactor MOS . . . . .	174
IV.B.1. SCHÉMA ÉLECTRIQUE ET BANC DE TEST . . . . .	174
IV.B.2. IMPACT DU PROCÉDÉ D'ASSEMBLAGE . . . . .	174
IV.B.3. COMPARAISON ENTRE SIMULATION ET MESURE . . . . .	175
IV.C. Résistance négative différentielle . . . . .	176
IV.C.1. SCHÉMA ÉLECTRIQUE ET BANC DE TEST . . . . .	176
IV.C.2. RÉSULTATS DE SIMULATION . . . . .	177
IV.D. Filtre BAW différentiel avec inductances spirales et résistances négatives . . . . .	178
IV.D.1. SCHÉMA ÉLECTRIQUE ET BANC DE TEST . . . . .	178

---

IV.D.2. RÉSULTATS PARAMÈTRES S .....	179
IV.D.3. LINÉARITÉ ET BRUIT .....	185
IV.E. Filtre BAW différentiel avec capacités négatives .....	186
IV.E.1. SCHÉMA ÉLECTRIQUE ET BANC DE TEST .....	186
IV.E.2. RÉSULTATS DES PARAMÈTRES S .....	186
IV.E.3. LINÉARITÉ ET BRUIT .....	191
V. CONCLUSION .....	192
VI. BIBLIOGRAPHIE .....	192

---

---

---

CONCLUSION . . . . .	195
----------------------	-----

---

---

---

LISTE DES PUBLICATIONS SCIENTIFIQUES ET DES BREVETS . . . . .	199
---	-----

---

---

---

ANNEXES . . . . .	201
I. IMPACT DE LA CONDUCTANCE DE SORTIE SUR LE GAIN DC . . . . .	201
II. TRANSMISSION DE PUISSANCE DANS UNE STRUCTURE DE GYRATEUR 2 PORTS . . . . .	202
III. CALCUL DU BRUIT MINIMUM ( $F_{MIN}$ ) DANS LE CAS D'UNE TRANSMISSION DE PUISSANCE MAXIMUM ET DE LA RÉSISTANCE OPTIMUM DE TERMINAISON ( $R_T$ ) . . . . .	204
IV. CALCUL DE LINÉARITÉ (IIP3) . . . . .	206

---

---

---

NOMENCLATURE . . . . .	209
------------------------	-----

---

---

---

RÉSUMÉ . . . . .	215
------------------	-----

---

---

---

---

# INTRODUCTION

---

---

L'industrie de la microélectronique est aujourd'hui prospère, brassant chaque année plusieurs dizaines de milliards de dollars. Les progrès technologiques accomplis depuis quelques années ont en effet permis le développement de secteurs économiques à fort potentiel de croissance (informatique, télécommunications, etc...).

Toutefois, confrontée à une concurrence de plus en plus rude, l'entreprise se doit d'innover constamment pour acquérir de nouveaux marchés. Mais la conception de nouveaux produits exige des investissements de plus en plus lourds qu'il est important de pouvoir réduire pour rester compétitif.

Aujourd'hui, le domaine d'application des systèmes de communication sans fil est très vaste (radiotéléphonie, domotique, télémessure, etc). Pour des raisons de coût, de consommation et de volume, l'intégration de ces systèmes apparaît comme un sujet porteur pour l'industrie de la microélectronique. La disponibilité de technologies silicium CMOS et BiCMOS submicroniques performantes permet d'envisager l'intégration complète de tels systèmes sur silicium.

Ainsi, depuis quelques années se développe un nouveau type de résonateur. Il s'agit de résonateurs à ondes acoustiques de volume (BAW - Bulk Acoustic Wave). Un des avantages de ces résonateurs est la possibilité de les intégrer complètement dans un système complet sur substrat silicium pour des applications de type filtrage. De plus, ils possèdent des coefficients de qualité élevés (1000 @ 2GHz) et peuvent transmettre des puissances de l'ordre de 3W, ce qui leur permet de remplacer les résonateurs à ondes acoustiques de surface (SAW - Surface Acoustic Wave). Leur utilisation permet également de réduire l'encombrement et le coût des dispositifs par rapport aux résonateurs SAW.

Dans le cadre des communications mobiles, les filtres passe bande constitués de résonateurs BAW peuvent potentiellement être intégrés sur une puce pour améliorer les performances et diminuer l'encombrement en réduisant le nombre de composants externes passifs tels que les inductances qui disposent d'un faible coefficient de qualité.

---

Par contre, dans une optique d'intégration complète il faut tenir compte d'un inconvénient concernant la technologie BAW. En effet, il existe des variations dans le procédé de fabrication qui font que les épaisseurs des matériaux déposés fluctuent légèrement. Cela impacte directement la fréquence de résonance des résonateurs et il convient de palier à ces variations si on souhaite réaliser un système tout intégré.

Le sujet de travail de cette thèse s'inscrit dans le cadre de cette réflexion et porte sur l'étude et la réalisation de nouvelles architectures de filtres permettant l'utilisation de résonateurs BAW et l'accord en fréquence de ces derniers.

Le premier chapitre sera consacré à une présentation des résonateurs à ondes acoustiques de volume. Nous détaillerons les modèles électriques existants permettant de prévoir le comportement des résonateurs BAW. Nous nous intéresserons enfin aux dérives du procédé de fabrication et aux différentes compensations possibles.

Dans le deuxième chapitre, nous passerons en revue les différentes topologies de filtre BAW avec notamment les filtres en échelle de type ladder et les filtres en treillis de type lattice. Nous verrons ainsi que l'aspect accord en fréquence n'est aucunement abordé dans ce type de structure. La seconde partie sera consacrée à l'étude des différentes méthodes de synthèse classiques de filtre dans l'objectif d'élaborer une synthèse de filtre BAW qui deviendra par la suite un filtre BAW accordable en fréquence.

Le troisième chapitre reprendra la méthode définie au chapitre 2 en continuant le développement vers une intégration des résonateurs BAW. Nous verrons ensuite la méthode pour passer d'un filtre en échelle à un filtre en treillis ainsi qu'un premier moyen de réaliser l'accord en fréquence.

Le quatrième chapitre sera consacré à l'optimisation de la structure ; optimisation en terme de surface par une réduction du nombre d'inductances, et optimisation en terme de performances par un ajout de résistances négatives ou un remplacement des inductances par des capacités négatives.

Enfin, le cinquième chapitre détaillera les étapes de réalisation physiques des différentes structures de filtres ainsi que les mesures. Nous verrons notamment

---

l'impact du procédé d'assemblage sur les performances des éléments actifs et les points clé qui permettraient d'améliorer le filtre.

---

# CHAPITRE I

## LA TECHNOLOGIE BAW (BULK ACOUSTIC WAVE)

---

---

### I. INTRODUCTION

Les systèmes de communication sans fil modernes requièrent, en plus des circuits intégrés RF, un grand nombre de composants passifs présentant de hautes performances, afin d'assurer un fonctionnement optimal sans consommer trop d'énergie. En effet, des composants médiocres se traduisent inévitablement par une consommation élevée, et donc une durée de vie limitée pour la batterie alimentant le système.

Dans ce contexte, une nouvelle technologie basée sur des couches minces piézoélectriques de nitrure d'aluminium (AlN) a été développée au Centre Suisse d'Electronique et de Microélectronique (CSEM), qui permet la fabrication de résonateurs miniaturisés à ondes acoustiques de volume ayant un facteur de qualité de deux ordres de grandeur plus élevé que celui des composants RF passifs traditionnels. Ces dispositifs sont basés sur la vibration en mode d'épaisseur de la couche d'AlN, déposée soit sur une membrane, soit sur un réflecteur acoustique (Figure I.4).

Les résonateurs BAW peuvent être utilisés, par exemple, dans des circuits oscillateurs présentant un très faible bruit de phase et une très faible consommation d'énergie. De plus, la combinaison de plusieurs résonateurs permet la réalisation de filtres ultra-performants qui parviennent à extraire parfaitement le signal radio d'intérêt parmi l'énorme quantité d'information détectée par l'antenne.

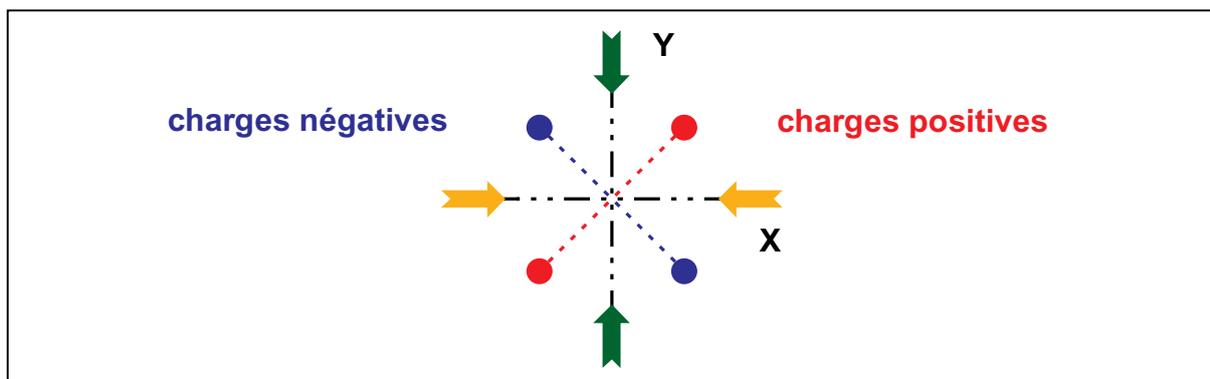
Comme cette technologie est compatible avec les technologies usuelles de fabrication de circuits intégrés en silicium, elle permettra à terme l'intégration de ces résonateurs et de ces filtres sur la puce de silicium, afin de réutiliser la surface déjà occupée par les circuits et pousser ainsi la miniaturisation des systèmes de communication encore plus loin.

Les travaux de thèse s'inscrivent dans le cadre de cette réflexion et portent sur l'étude et la réalisation de nouvelles architectures de filtres permettant l'utilisation de résonateurs BAW ; le domaine d'application visé étant celui de la téléphonie mobile et plus particulièrement la norme Wide Code Division Multiple Access (WCDMA).

## I.A. THÉORIE DE LA PIÉZOÉLECTRICITÉ

La piézoélectricité fut observée pour la première fois en 1880 en notant la transformation d'une force mécanique en charge électrique, et vis et versa. En effet, lorsqu'une tension est appliquée sur un cristal, un déplacement apparaît, proportionnel à cette même tension. L'inversion de la polarité de la tension a pour conséquence l'inversion de la direction du déplacement.

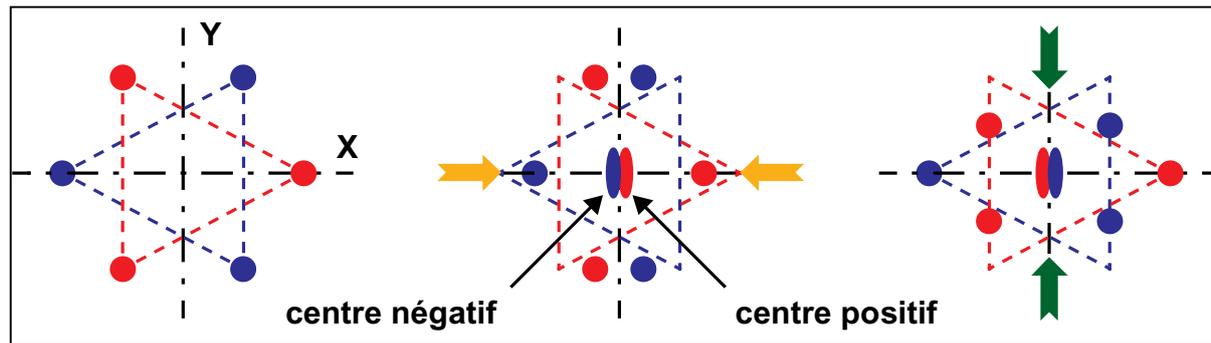
Un cristal possédant un centre de symétrie (dans sa structure cristalline) ne peut pas être déséquilibré électriquement et par conséquent il ne peut pas avoir de propriété piézoélectrique (Figure I.1).



**Fig. I.1: Cristal symétrique**

En effet, lorsqu'il est soumis à une pression (flèches jaunes ou vertes), le déplacement des charges positives et négatives est identique dans toutes les directions et par conséquent la structure reste équilibrée (on observe toujours le même centre de symétrie).

Maintenant, si ce cristal ne possède pas de centre de symétrie les phénomènes présentés Figure I.2 peuvent être observés.



**Fig. I.2: Cristal non symétrique**

Notons que cette structure de cristal est formée par deux triangles équilatéraux dont les sommets disposent de charges positives pour l'un et négatives pour l'autre. Tant que le cristal n'est soumis à aucune contrainte, les deux centres des triangles équilatéraux sont identiques et on ne dispose d'aucun effet piézoélectrique.

Dès lors qu'une pression est appliquée, soit suivant X, soit suivant Y, les centres des deux triangles équilatéraux se déplacent en sens inverse et déséquilibrent la structure du cristal. L'effet piézoélectrique est lié à cette possibilité de déséquilibrer la structure et par conséquent, seuls les cristaux dont la structure ne possède pas de centre de symétrie sont piézoélectriques.

De plus, comme on peut le constater les deux centres se déplacent suivant l'axe des X quelque soit la pression appliquée (suivant Y ou suivant X). Par conséquent l'axe des X est appelé axe électrique et l'axe des Y est appelé axe mécanique. Perpendiculairement à ces deux axes se trouve l'axe des Z qui lui sera appelé l'axe optique car des techniques optiques sont utilisées pour le localiser. De plus il n'y a aucun effet piézoélectrique qui soit associé à l'axe optique.

## **I.B. PROPRIÉTÉS D'UN CRISTAL PIÉZOÉLECTRIQUE : LE QUARTZ**

Le quartz est le cristal piézoélectrique le plus communément utilisé. Dans sa forme originale un cristal de quartz n'est pas utilisable en électronique. Il doit être transformé en différentes tailles et formes pour lui donner ses propriétés piézoélectriques particulières.

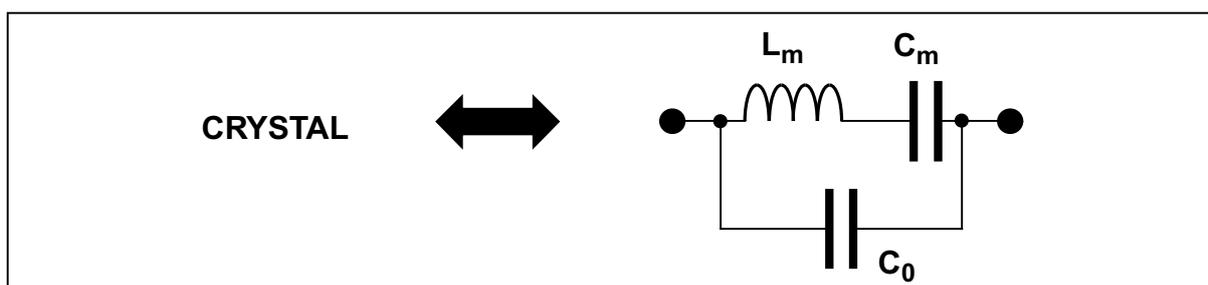
En découpant ce quartz avec des angles variés et en respectant les axes X, Y, Z, il est possible d'obtenir un cristal aux caractéristiques différentes (température,

fréquence, etc). Ainsi, suivant l'épaisseur et la forme obtenues ces cristaux sont classifiés en plusieurs groupes.

La fréquence de résonance du cristal est généralement déterminée par la taille de ce dernier et combinée au mode dans lequel il vibre. La limite inférieure en fréquence est déterminée par la dimension la plus large et plus le cristal est petit plus la limite en fréquence augmente.

Le facteur de qualité élevé obtenu grâce à ces quartz (10000 @ 38.4MHz) garantit une grande stabilité et de bonnes performances. A la fréquence de résonance du circuit les réactances capacitives et inductives sont égales et opposées. Seule la résistance du circuit s'oppose au passage du courant. Cette résistance est très faible ce qui permet d'obtenir des coefficients de qualité très importants.

La plupart des pertes dans les circuits résonants électriques sont causées par les fortes résistances des bobinages. Les pertes des cristaux sont quant à elles dues à la dissipation interne, au montage mécanique et à la passivation. Toutefois les pertes cumulées liées au quartz ( $Q=10000$ ) sont beaucoup plus faibles que les pertes rencontrées dans les circuits résonants classiques LC ( $Q=20$  lié essentiellement aux pertes de l'inductance). C'est pourquoi l'utilisation des quartz est privilégiée lors de la conception de tels circuits.



**Fig. I.3: Schéma électrique équivalent d'un cristal quartz**

Ces cristaux possèdent deux fréquences de résonance  $f_s$  et  $f_p$ . Selon la modélisation présentée sur la Figure I.3,  $f_s$  est déterminée par l'inductance  $L_m$  et la capacité  $C_m$  alors que  $f_p$  est déterminée par l'association  $L_m$ ,  $C_m$ ,  $C_0$ .

Sous certaines conditions, il peut être nécessaire d'ajuster les fréquences de résonance du cristal. Cet ajustement peut être effectué par l'ajout d'une capacité ou d'une inductance variable en série ou en parallèle avec le cristal. Cet ajustement ne peut être que très faible mais suffisant pour contrer les dérives liées à la technologie utilisée.

## **I.C. INTRODUCTION SUR LES RÉSONATEURS PIÉZOÉLECTRIQUES**

C'est en 1880 que Pierre et Jacques Curie mirent en évidence le phénomène de piézoélectricité direct sur le quartz. Une lame de ce matériau, de coupe convenable, à laquelle on applique une contrainte devient le siège d'une polarisation électrique. Des charges égales et de signes opposés sont créées sur ses extrémités et une différence de potentiel électrique apparaît aussitôt. Si, au lieu d'une pression, on exerce une traction, cette tension change de signe.

Lippmann prévoit en 1881 l'effet piézoélectrique inverse ; une lame de quartz soumise à un champ électrique se dilate ou se contracte suivant le sens du champ appliqué. Ainsi, une lame de matériau piézoélectrique, convenablement taillée et métallisée sur ses extrémités, est capable d'exciter des ultrasons si on lui applique une tension électrique, et inversement peut détecter des ultrasons en créant une différence de potentiel entre ses bornes. C'est un transducteur dit réversible.

La notion de résonateurs piézoélectriques a été introduite pour la première fois en 1922 par Walter Cady. L'idée était alors d'utiliser un résonateur comme élément de couplage entre deux circuits. Cependant, dans cette configuration, les bandes passantes étaient étroites (<10% de la fréquence centrale) et le filtre réalisé ne pouvait servir que de filtre pour fréquence porteuse.

Dans les années 20 puis en 1934, Walter P. Mason publia un nombre important de travaux sur l'étude des résonateurs piézoélectriques et leur utilisation dans différentes configurations de filtres permettant alors de faciliter le multiplexage fréquentiel introduit dans la téléphonie en 1916.

A partir des années 50, l'utilisation des résonateurs piézoélectriques s'élargit aux systèmes de radio-communication militaires et civils, car ils permettent de

réaliser des filtres hautes fréquences ( $f > 1\text{GHz}$ ), stables et ayant des bandes étroites (10% de la fréquence centrale). Rapidement, d'autres applications apparaissent dans la navigation, les systèmes radar, les systèmes de guidage des missiles, etc.

Ainsi, c'est dans les années 70 et 80 qu'un travail théorique important est réalisé afin de modéliser les résonateurs et pouvoir faciliter la conception des filtres.

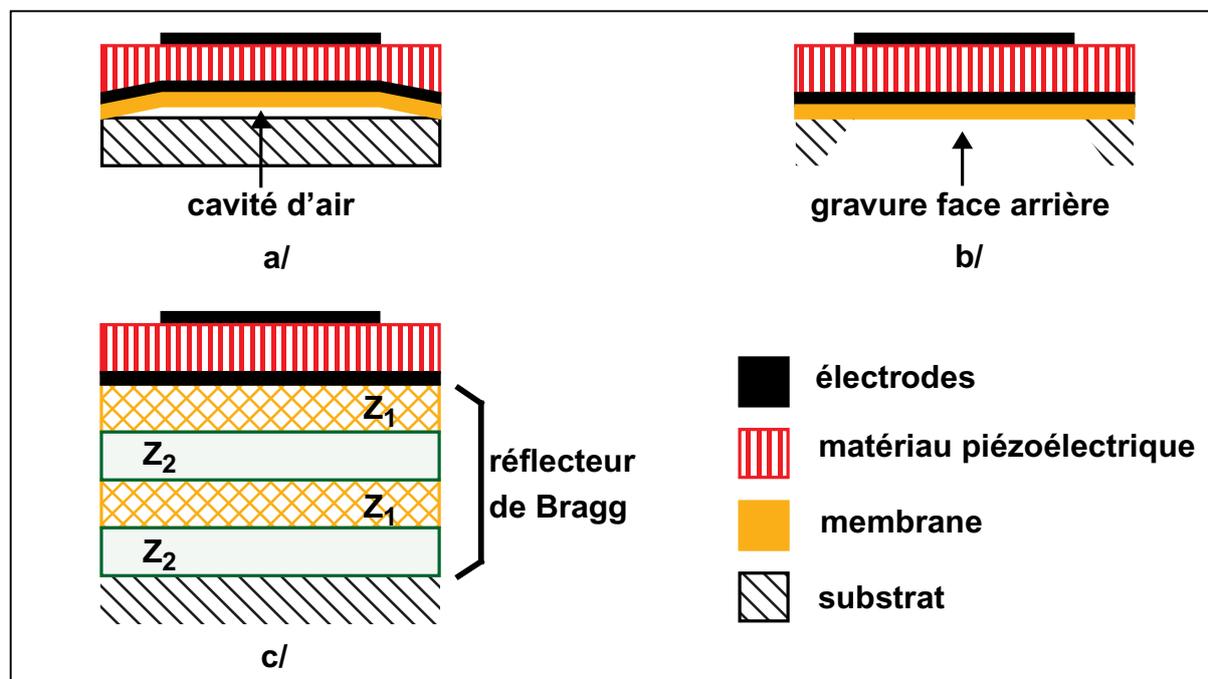
Pour notre étude nous avons utilisé des résonateurs dit à ondes acoustiques de volume ou encore BAW. Ces résonateurs utilisent des ondes se propageant perpendiculairement à une lame piézoélectrique ; ces ondes étant générées par deux électrodes disposées sur les faces inférieure et supérieure de la lame. Ils sont à mettre en opposition avec les résonateurs dits à ondes acoustiques de surface ou encore SAW. Ces derniers utilisent des ondes se propageant parallèlement à la surface d'une lame piézoélectrique ; ces ondes étant générées à partir de pistes métalliques inter-digitées déposées sur cette surface à des distances de quelques micromètres les unes des autres.

## II. LES DIFFÉRENTES STRUCTURES DE RÉSONATEURS BAW

Le premier facteur de développement des résonateurs à couches minces tels que les résonateurs BAW fut la nécessité de monter en fréquence pour des applications de filtrage par exemple. En effet, la fréquence d'utilisation est inversement proportionnelle à l'épaisseur des couches ; par conséquent ; plus on monte en fréquence et plus il faut diminuer l'épaisseur des couches constituant le résonateur et ceci tout en gardant à l'esprit la façon de réaliser le support mécanique d'une telle structure.

Au départ, les couches fines piézoélectriques furent utilisées dans des lignes à retard micro-ondes en tant que transducteurs afin de viser des applications radar [1.5]. Par contre, le passage du transducteur au résonateur est plus compliqué dans le sens où le résonateur nécessite des conditions aux limites équivalentes à de l'air ou du vide afin que la structure puisse vibrer. De plus, le coefficient de qualité du résonateur est beaucoup plus élevé que pour la ligne à retard. C'est pourquoi plusieurs approches ont été envisagées comme par exemple les cristaux amincis du type quartz ou bien encore les composants à ondes acoustiques de surface. Ce n'est que par la suite que des techniques de dépôt par couches minces seront utilisées au

dépend des techniques d'amincissement. Celles ci sont compatibles avec une grande variété de substrats utilisés pour la fabrication des circuits intégrés actuels et permettent de réaliser des structures telles que celles présentées Figure I.4.



**Fig. I.4: Configurations de résonateurs à couches minces**

**a/ Isolation acoustique par cavité d'air**

**b/ Isolation acoustique par gravure face arrière du substrat**

**c/ Isolation acoustique par réflecteur de Bragg**

Les deux premières configurations sont plus connues sous le nom de FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) alors que la troisième correspond au SMR (Solidly Mounted Resonator).

## II.A. LES RÉSONATEURS DE TYPE SMR

Pour ce type de résonateur (Figure I.4 c/) l'isolation acoustique est réalisée à l'aide d'un réflecteur de Bragg.

En effet, en 1965 Newell [I.12] a décrit une méthode afin de transformer l'impédance du substrat sous le résonateur de manière à créer une isolation partielle. Cette technique utilise une superposition de matériaux, d'épaisseur  $\lambda / 4$  ( $\lambda$  : longueur d'onde), ayant un fort rapport d'impédance mécanique. Si le substrat a une

impédance relativement forte, alors la première couche devra avoir une faible impédance suivi par une forte impédance etc... Ces dernières agissent tel un réflecteur, confinant l'onde près du film piézoélectrique. De plus, elles agissent aussi sur le déplacement mécanique comme un atténuateur, diminuant l'amplitude de l'onde en fonction de l'épaisseur totale du réflecteur. Le nombre optimal de couches sera défini en fonction de la fréquence de résonance, du coefficient de qualité et du coefficient de couplage du résonateur.

Un effet important de ce type de résonateur est lié à la rigidification de la structure par le réflecteur. Celui ci permet de diminuer les résonances parasites observées dans des structures de type FBAR

Par rapport aux études effectuées sur ce sujet [I.6], le réflecteur constitué par la paire Dioxyde de Silicium / Tungstène ( $\text{SiO}_2 / \text{W}$ ) semble être meilleur que la paire Dioxyde de Silicium / Nitrure d'Aluminium ( $\text{SiO}_2 / \text{AlN}$ ) car le tungsten dispose d'une impédance plus forte que l'AlN. Par conséquent, le ratio d'impédance du couple  $\text{SiO}_2 / \text{W}$  est plus élevé ce qui diminue le nombre de couches nécessaires pour une bonne isolation et augmente la bande passante du réflecteur. En effet, plus le ratio d'impédance du couple de matériaux utilisés est important et plus l'isolation augmente.

## **II.B. LES RÉSONATEURS DE TYPE FBAR**

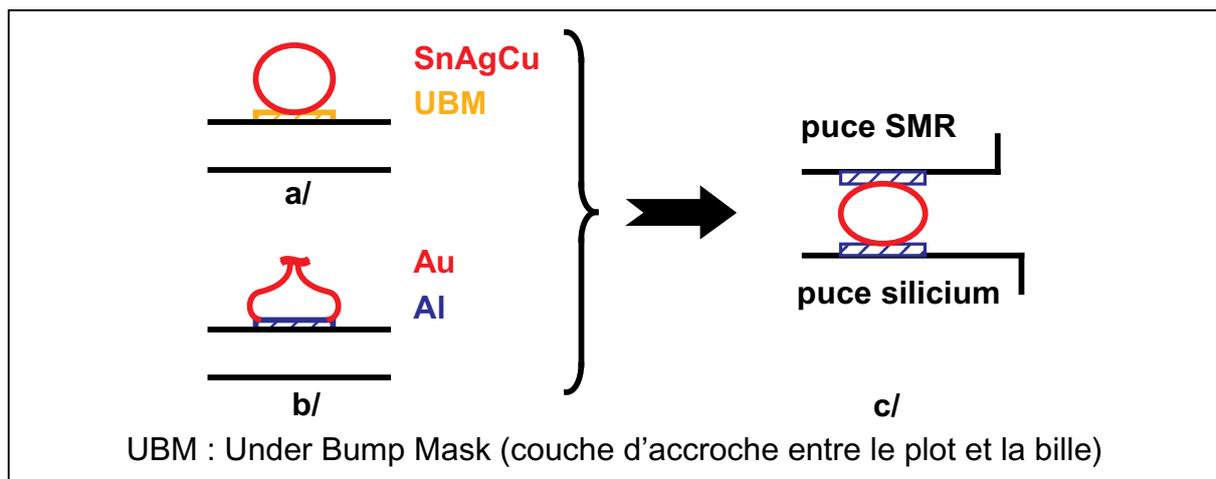
Pour ce type de résonateur, l'isolation acoustique est réalisée par de l'air ou du vide.

Pour ce faire, nous disposons de deux structures différentes :

- la première (Figure I.4 a/) utilise une cavité obtenue grâce à une couche sacrificielle (couche de matériau type polymide disposée en lieu et place de la cavité qui permet de réaliser le dépôt de la membrane. Une fois ce dépôt effectué la couche sacrificielle est enlevée afin de laisser place à la cavité) [I.7], [I.8]

- la deuxième (Figure I.4 b/) utilise un procédé de gravure par la face arrière du substrat permettant la mise à l'air libre de la membrane [I.10], [I.11]

De plus, les résonateurs FBAR disposent d'une capacité d'intégration supérieure aux SMR. En effet, l'étape dite de "bumping" (Figure I.5) utilisée pour l'assemblage des SMR sur une puce silicium n'est plus nécessaire.



**Fig. I.5: Procédé dit de "bumping"**

**a/ Contact réalisé à l'aide d'une bille de SnAgCu**

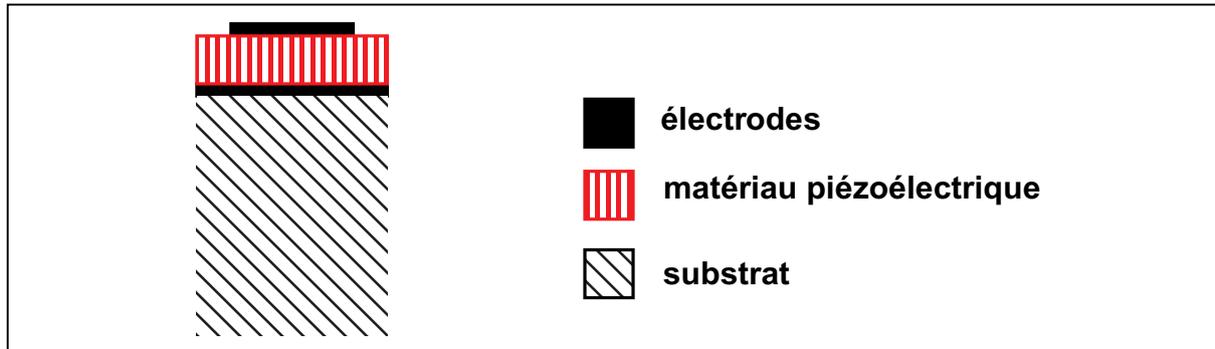
**b/ Contact réalisé à l'aide d'un fil d'or fondu puis coupé**

**c/ Assemblage final d'un SMR sur une puce silicium**

En effet, un résonateur FBAR est directement intégré dans le flot de fabrication d'un procédé BiCMOS par exemple. En revanche, le résonateur SMR nécessite une étape supplémentaire d'assemblage appelé "bumping". Pour réaliser cet assemblage, il convient de faire croître une bille métallique qui permet ensuite de réaliser le contact entre la puce silicium et la puce SMR par thermocompression.

Le procédé de fabrication FBAR est donc compatible avec un procédé de fabrication BiCMOS ou CMOS contrairement au SMR qui nécessite une étape d'assemblage supplémentaire.

## II.C. LES RÉSONATEURS DE TYPE OMR (OVER-MODED RESONATOR)



Pour ce type de résonateur le fonctionnement est un peu différent. Ici la couche piézoélectrique est utilisée afin de générer un système d'ondes stationnaires dans le substrat à la manière d'un interféromètre Fabry-Pérot.

Dès lors que l'épaisseur du substrat représente plusieurs fois la demi longueur d'onde, on observe plusieurs résonances harmoniques dont le fondamental qui est déterminé par l'épaisseur totale du résonateur.

De plus, étant donné que l'épaisseur du substrat est bien supérieure à celle du matériau piézoélectrique, la majeure partie de l'énergie est concentrée dans le substrat. Ainsi, en choisissant un substrat approprié, on peut obtenir des facteurs de qualité de l'ordre de 70000 (avec un substrat en saphir par exemple [I.13], [I.14]) car c'est lui qui définit le coefficient de qualité global contrairement aux résonateurs précédents pour lesquels c'est le matériau piézoélectrique qui définit le coefficient de qualité de l'ensemble.

Les deux propriétés importantes de ce type de résonateur sont le fort coefficient de qualité et les résonances multiples qui peuvent permettre de réaliser des filtres multibandes. Toutefois, ces résonateurs sont peu utilisés à cause justement de cet encombrement spectral important ainsi que leur taille somme toute un peu élevée.

## II.D. LES DIFFÉRENTS MATÉRIAUX PIÉZOÉLECTRIQUES

Après avoir abordé les différentes structures de résonateurs BAW, un point sur le choix du matériau piézoélectrique est nécessaire. En effet, mis à part pour les résonateurs de type OMR, c'est le matériau piézoélectrique qui conditionne les performances du résonateur [I.15]. Il faut donc faire un choix judicieux en fonction des applications visées, de l'environnement d'utilisation et de celui de fabrication.

Les trois principaux matériaux qui ressortent à l'heure actuelle sont le Nitrure d'Aluminium (AlN) [I.16], le Titano-Zirconiate de Plomb (PZT) [I.17] et l'Oxyde de Zinc (ZnO) [I.18]. Chacun de ces matériaux dispose de caractéristiques différentes qui vont conditionner leur utilisation.

Ces caractéristiques sont les suivantes :

- le coefficient de couplage électromécanique  $kt^2$  qui va définir l'écart entre les deux résonances et par conséquent la bande passante pour des applications de filtrage,
- la constante diélectrique  $\epsilon$  qui agit sur l'impédance du résonateur avec le dimensionnement physique de ce dernier. A impédance constante, plus  $\epsilon$  augmente et plus les dimensions diminuent,
- la vitesse de l'onde acoustique  $V$  qui va conditionner l'épaisseur du matériau. Cette dernière diminue avec  $V$ ,
- l'environnement technologique dans lequel le résonateur sera intégré. En effet, le matériau ne doit pas venir polluer les autres composants, le but étant d'intégrer les résonateurs BAW dans un circuit silicium.

Voici un récapitulatif de ces paramètres pour les trois matériaux.

	<b>AlN</b>	<b>ZnO</b>	<b>PZT</b>
$\epsilon$	10	10	400
$kt^2 / \%$	6.5	7	8 - 15
$V / ms^{-1}$	10400	6400	4700
intégration CMOS	oui	non	non

**Table I.1: Matériaux piézoélectriques : comparaison**

En se basant sur ce tableau et sur le descriptif précédent nous pouvons en conclure que le seul matériau réellement compatible avec une intégration totale des résonateurs BAW dans une puce est l'AlN malgré le fait qu'il soit globalement un peu moins performant que le ZnO et le PZT. En effet, le plomb et le zinc sont des matériaux à fort risque de contamination. Ils sont donc à proscrire dans les procédés de fabrication des semiconducteurs.

### **III. MODÉLISATION DE RÉSONATEURS À ONDES ACOUSTIQUES DE VOLUME**

Étant donné la nature du travail effectué, un point sur la modélisation des résonateurs semblait nécessaire même si ce n'est pas là l'objet de ce manuscrit. Toutefois, une compréhension même globale des phénomènes liés à la piézoélectricité est nécessaire afin de comprendre le fonctionnement du résonateur BAW.

En effet, lorsqu'on parle de modélisation de résonateur BAW, deux approches s'offrent à nous :

- une approche une dimension (1D)
- une approche deux ou trois dimensions (2D, 3D)

L'approche 1D permet une étude simplifiée du fonctionnement du résonateur ne tenant pas compte des parasites acoustiques et électromagnétiques. Pour cela, nous disposons de deux variantes :

- le modèle de Mason qui associe à chaque couche de matériau un schéma électrique équivalent et qui se base sur les phénomènes physiques qui se produisent dans chacune des couches du résonateur [I.2]
- le modèle de Butterworth Van Dyke (BVD) qui est extrait des mesures faites sur des résonateurs et qui permet de modéliser le comportement électrique au voisinage de l'une des résonances [I.2]

Les approches 2D et 3D, quant à elles, sont utilisées pour mieux comprendre et tenir compte des phénomènes parasites observés expérimentalement. Elles doivent être utilisées dès lors que les dimensions latérales du résonateur sont inférieures à quelques dizaines de fois son épaisseur. En effet, dans ce cas de figure des phénomènes électromagnétiques et acoustiques perturbateurs non négligeables doivent être pris en compte lors de l'étude du résonateur. Toutefois, ces deux approches et les modèles éventuels pouvant être extraits sont trop complexes pour envisager de les utiliser au sein d'une méthode de synthèse de filtre. C'est pourquoi elles ne seront pas utilisées par la suite.

En ce qui nous concerne, nous avons utilisé le modèle de BVD dans la plupart des cas ainsi que le modèle de Mason. Nous avons aussi utilisé un modèle de BVD plus complet (MBVD) dans notre démarche de synthèse de filtre afin d'être plus précis.

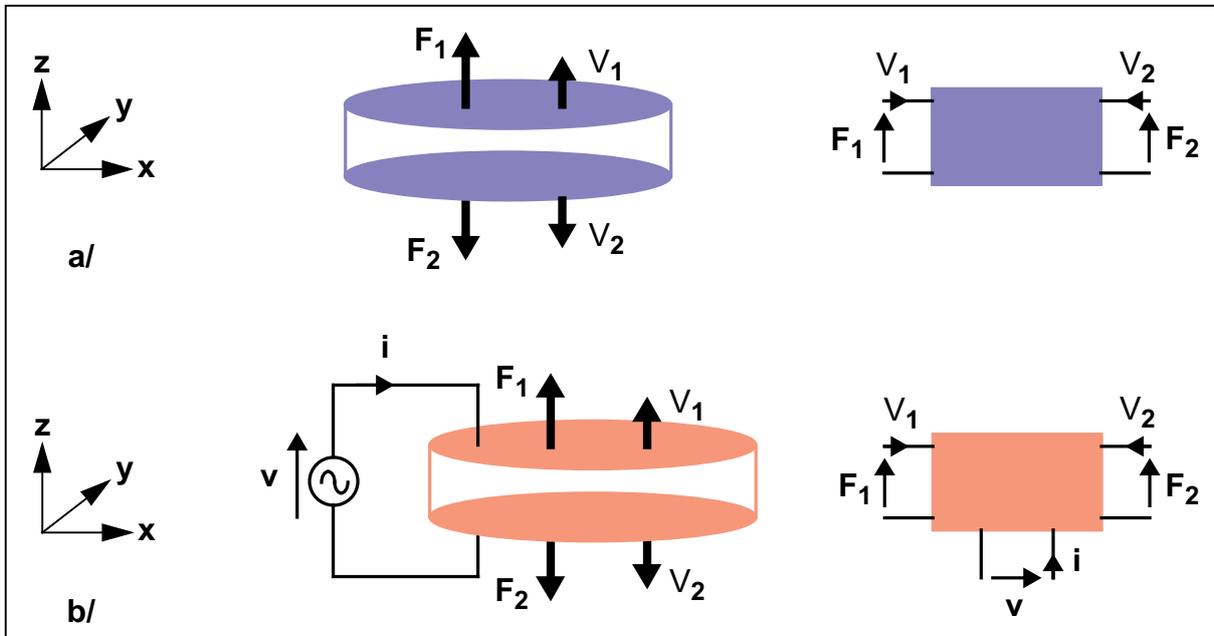
### **III.A. LE MODÈLE DE MASON**

L'idée avec ce modèle est donc d'associer à chaque couche de matériau (film piézoélectrique, électrodes, membranes, substrat) un schéma électrique équivalent [I.2], [I.3], [I.4] en faisant appel aux équations de propagation des ondes acoustiques telles que la loi de Hooke et les équations de Christoffel. Ainsi, on peut tenir compte de l'influence de tous les matériaux constitutifs et observer les résonances harmoniques hautes fréquences qui ne sont pas visibles avec le modèle de BVD.

Pour cela il est nécessaire de faire la distinction au niveau des ondes élastiques car le fonctionnement diffère avec le type d'onde choisi.

- Dans le cas des ondes longitudinales ou ondes de compression, le déplacement des particules est parallèle au vecteur d'onde. Ceci représente le mode de fonctionnement le plus répandu.
- Dans le cas des ondes transverses ou ondes de cisaillement, le déplacement des particules est perpendiculaire au vecteur d'onde.

Ensuite, il faut tenir compte des 2 types de matériaux utilisés : piézoélectrique et non piézoélectrique. On pourra représenter le comportement de ces matériaux par un schéma dans lequel les tensions d'entrée/sortie  $F_1, F_2$  représentent des forces qui s'exercent sur chacune des faces et les courants  $V_1, V_2$  représentent les vitesses de déplacement des particules Figure I.6.



**Fig. I.6: Schémas tension / courant. a/ D'un matériau non piézoélectrique. b/ D'un matériau piézoélectrique**

Dans le cas d'un traitement unidimensionnel de la piézoélectricité, et en ne tenant compte que des vibrations longitudinales du résonateur, les équations couplant la mécanique et l'électrostatique s'écrivent dans le milieu piézoélectrique :

$$T_{ij} = c_{ijkl} \times S_{kl} - e_{mij} \times E_m \quad (I.1)$$

$$D_n = \epsilon_{mn} \times E_m + e_{nkl} \times S_{kl} \quad (I.2)$$

$$\text{avec } S_{kl} = 0.5 \times (U_{kl} + U_{lk}) \quad (I.3)$$

T : efforts mécaniques

c : constante de rigidité ou constante élastique ( $c_{ijkl}$  tenseur des rigidités)

e : constante piézoélectrique

S : déformations mécaniques

E : champ électrique

$D_n$  : induction électrique

$\varepsilon$  : constante diélectrique (permittivité)

$U_{kl}$  : dérivée de la variable d'espace  $U_k$  par rapport à la direction l

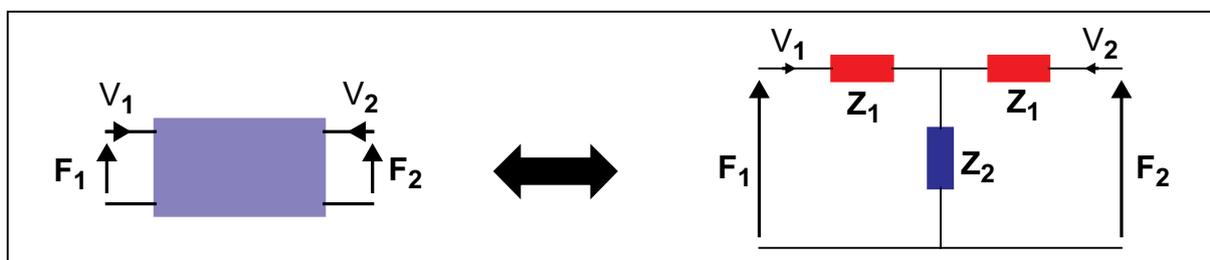
### III.A.1. MATÉRIAU NON PIÉZOÉLECTRIQUE

Voici quelques exemples de matériaux non piézoélectriques : réflecteur de Bragg, électrode, substrat, etc... Le schéma électrique équivalent d'une tranche de matériau non piézoélectrique d'épaisseur d, de section A et d'impédance élastique  $Z = \rho * V * A$  est présenté Figure I.7.

$\rho$  : masse volumique du matériau

V : vitesse de propagation de l'onde acoustique

A : section du matériau.



**Fig. I.7: Schéma électrique équivalent d'une tranche de matériau non piézoélectrique**

$$Z1 = j \times Z \times \tan \frac{\Delta \times d}{2} \tag{1.4}$$

$$Z2 = - \frac{j \times Z}{\sin(\Delta \times d)} \tag{1.5}$$

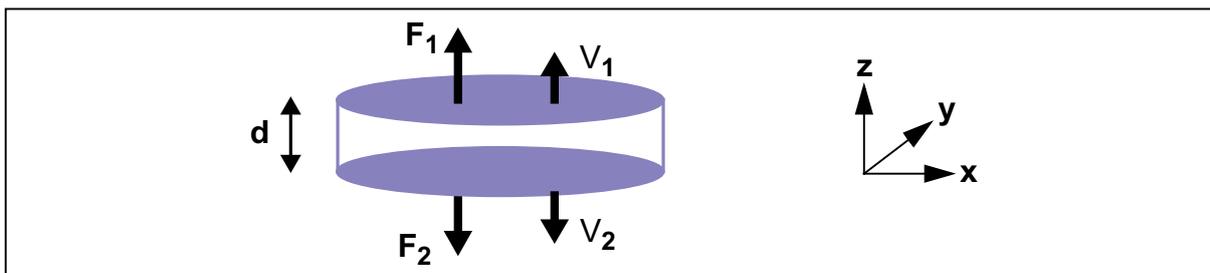
$$\Delta = \left( 1 - \frac{j \times \beta}{2 \times \pi} \right) \times \frac{\omega}{V} \tag{1.6}$$

$\Delta$  : nombre d'onde

$\beta$  : coefficient de pertes

$\omega$  : pulsation

Si on se place dans le cas suivant :



et que l'on considère notre système comme unidimensionnel ; alors :

$$V = \sqrt{\frac{c_{33}}{\rho}} \tag{1.7}$$

$$c_{33} = 2 * Y * ( 1 - \nu ) \tag{1.8}$$

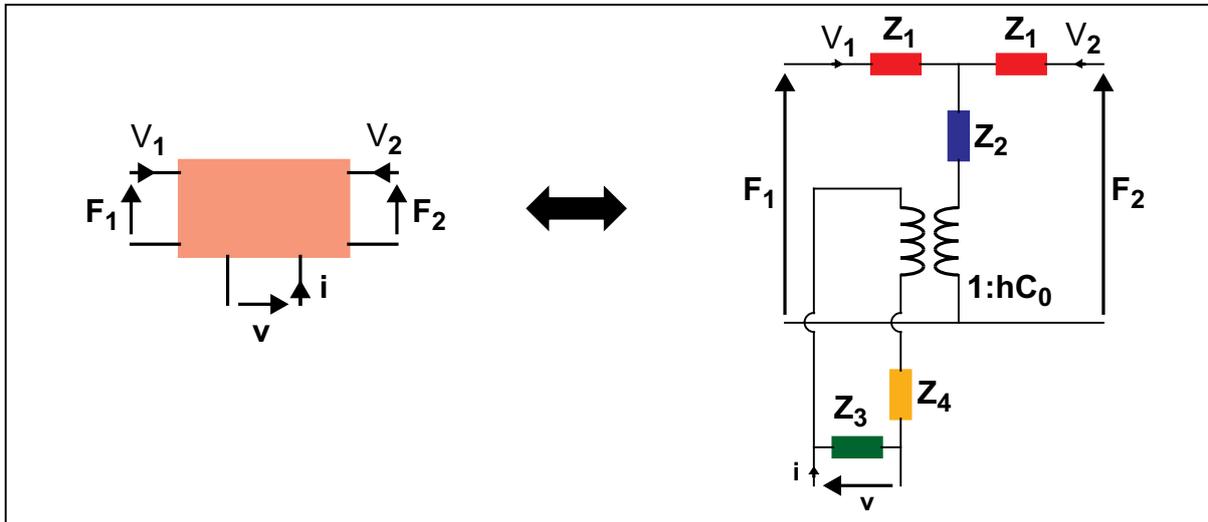
Y : module d'Young

$\nu$  : coefficient de Poisson

Le module d'Young et le coefficient de Poisson sont des données matériau.

### III.A.2. MATÉRIAU PIÉZOÉLECTRIQUE

Le schéma électrique équivalent d'une tranche de matériau piézoélectrique d'épaisseur  $d$ , de section  $A$  et d'impédance élastique  $Z = \rho * V^D * A$  est présenté Figure I.8.



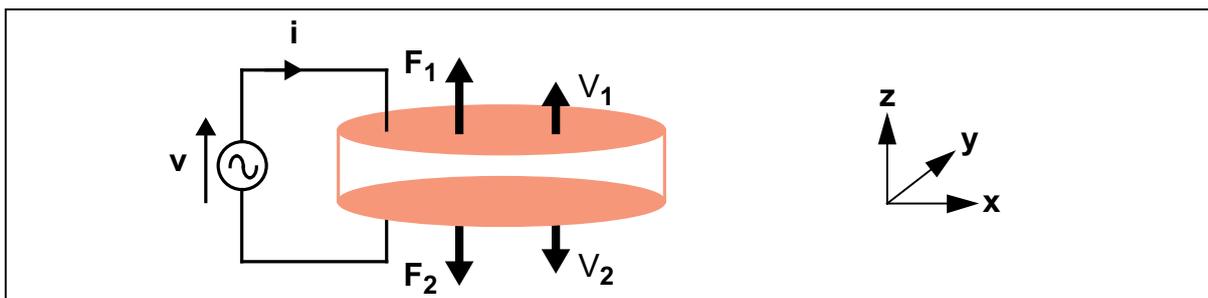
**Fig. I.8: Schéma électrique équivalent d'une tranche de matériau piézoélectrique**

$$Z_3 = \frac{1}{j \times C_0 \times \omega} \quad (I.9)$$

$$Z_4 = \frac{-1}{j \times C_0 \times \omega} \quad (I.10)$$

$C_0$  : capacité physique du matériau

si on se place dans le cas suivant :



et que l'on considère notre système comme unidimensionnel ; alors :

$$V^D = \sqrt{\frac{c_{33}^D}{\rho}} \quad (1.11)$$

$$c_{33}^D = c_{33}^E \times (1 + kt^2) \quad (1.12)$$

$$K^2 = \frac{e_{33}^2}{\epsilon_{33} \times c_{33}^E} \quad (1.13)$$

$$kt^2 = \frac{K^2}{1 + K^2} \quad (1.14)$$

$c^D$  et  $c^E$  : respectivement rigidités à induction électrique et à champ électrique constants

$K^2$  : constante de couplage piézoélectrique

$kt^2$  : coefficient de couplage électromécanique

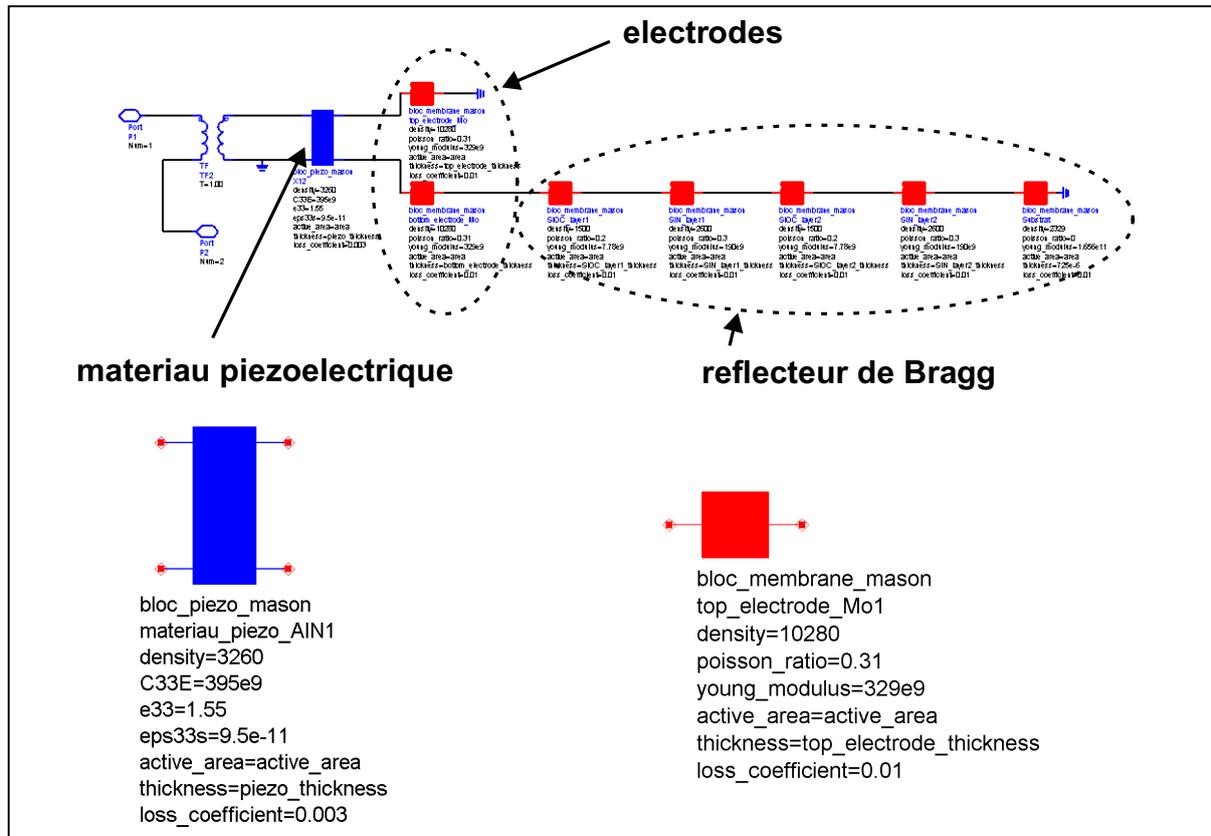
Remarque : Pour obtenir une puissance acoustique convenable, il faut travailler dans des conditions de résonance. Pour cela, il faut choisir la fréquence  $f_0$  de la source d'excitation de telle sorte que l'épaisseur de la lame soit  $d = (2 \times n + 1) \times \frac{\lambda}{2}$

ou encore  $d = (2 \times n + 1) \times \frac{V^D}{2 \times f_0}$ .

Le fondamental  $d = \frac{\lambda}{2}$  est le plus recherché car il correspond aux pertes les plus faibles dans le matériau piézoélectrique, puisque le parcours des ondes acoustiques y est le plus réduit.

Connaissant le comportement des différents matériaux ainsi que leur schéma électrique, il est maintenant possible de modéliser le résonateur BAW complet.

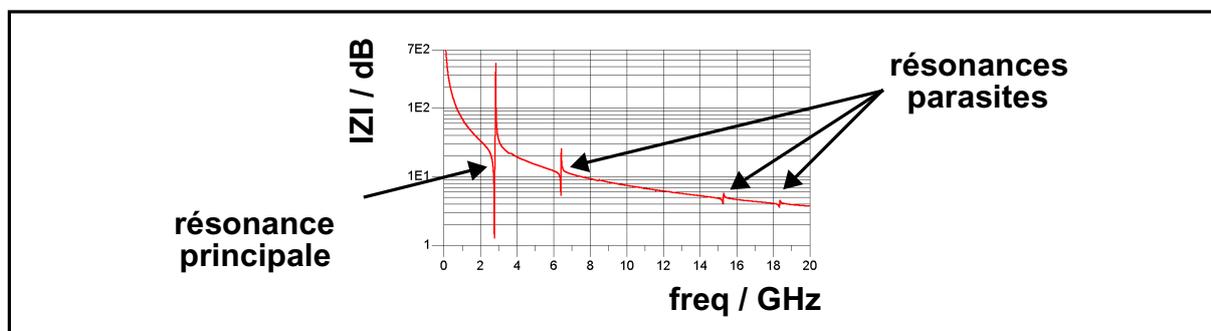
### III.A.3. MODÈLE DE MASON D'UN SMR



**Fig. I.9: Modèle de Mason d'un SMR**

Comme vous pouvez le constater sur le schéma de la Figure I.9, le modèle de Mason permet de modéliser un résonateur même complexe tel qu'un SMR.

Ceci est grandement utile lorsqu'on veut étudier les phénomènes hautes fréquences comme les résonances harmoniques parasites.

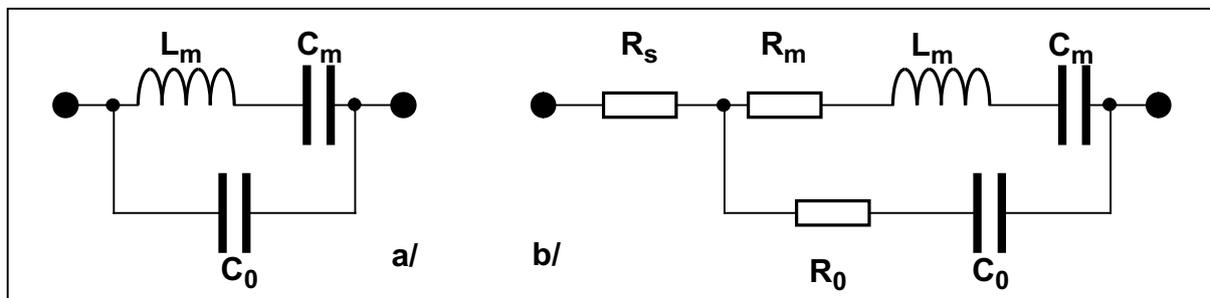


**Fig. I.10: Impédance du résonateur avec le modèle de Mason**

Ainsi, on peut dimensionner chacune des couches de manière à obtenir la fréquence de résonance souhaitée tout en éliminant les parasites.

### **III.B. LE MODÈLE DE BUTTERWORTH VAN DYKE (BVD)**

Ce modèle permet de tenir compte du fait que le résonateur dispose d'une fréquence de résonance série (résonance  $f_s$ ) et d'une fréquence de résonance parallèle (anti-résonance  $f_p$ ) mais il n'est valable qu'autour de ces deux résonances. Le résonateur est dans ce cas modélisé par une capacité fixe  $C_0$  qui traduit son comportement électromagnétique, associée en parallèle avec une branche  $C_m$ ,  $L_m$  série qui représente le comportement acoustique du résonateur.



**Fig. 1.11: Modèle électrique a/ BVD b/ MBVD**

Le modèle de BVD (Figure 1.11 a/) permet à partir des paramètres d'entrée suivants ; fréquence de résonance, facteur de qualité, coefficient de couplage électromécanique et tangente de pertes ; d'extraire un schéma électrique à partir duquel nous allons pouvoir réaliser des simulations. Un modèle plus complet (MBVD) tenant compte des pertes est aussi disponible (Figure 1.11 b/).

Le schéma électrique MBVD du résonateur est constitué des éléments suivants :

- $R_0$  représente les pertes diélectriques de la couche piézoélectrique
- $R_m$  représente les pertes mécaniques de la couche piézoélectrique
- $R_s$  représente les pertes électriques des électrodes

- $L_m$ ,  $C_m$  traduisent le comportement acoustique du résonateur et permettent de définir la fréquence de résonance
- $C_0$  est la capacité physique présentée par les deux électrodes qui permet de définir l'anti-résonance

$$f_s = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_m \times C_m}} \quad (1.15)$$

$$f_p = f_s \times \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0}} \quad (1.16)$$

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 \times \epsilon_r \times A}{d} \quad (1.17)$$

$$L_m = \frac{\pi^3 \times v}{8 \times \omega^3 \times \epsilon_0 \times \epsilon_r \times A \times kt^2} \quad (1.18)$$

$$kt^2 = \frac{\pi}{2} \times \frac{f_s}{f_p} \times \tan\left(\frac{\pi}{2} \times \frac{f_p - f_s}{f_p}\right) \quad (1.19)$$

$$Q_{s,p} = \frac{f_{s,p}}{BP(-3dB)} \quad (1.20)$$

$$R_m = \frac{L_m \times \omega_s}{Q_s} \quad (1.21)$$

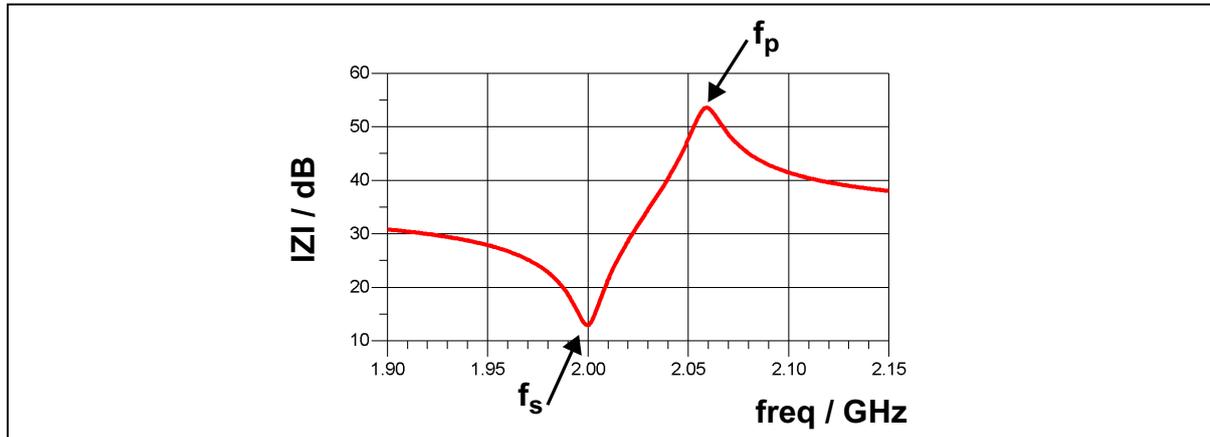
$$R_0 = \frac{\tan \delta}{C_0 \times \omega_p} \quad (1.22)$$

avec  $\tan \delta$  : paramètre matériau qui traduit des pertes diélectriques

Ce modèle électrique sera utilisé par la suite aussi bien pour simuler des résonateurs dits séries (résonateurs situés sur les branches séries du filtre) que des résonateurs dits parallèles (résonateurs situés sur les branches parallèles du filtre).

Le terme de modèle simplifié correspond bien puisqu'il permet de simuler le comportement du résonateur de manière relativement simple et rapide et ceci dans le

cas d'un résonateur monocouche. Il permet d'obtenir le module de l'impédance en dB en fonction de la fréquence (Figure I.12) lorsque le résonateur est étudié seul. Toutefois, ces résultats ne sont valables qu'autour des deux fréquences de résonance.



**Fig. I.12: Module de l'impédance du résonateur seul**

Suite aux diverses simulations et mesures effectuées, il a pu être mis en évidence la corrélation entre modèle physique (structure de test utilisée pour la mesure) et le modèle électrique (MBVD). Par conséquent, nous avons utilisé ce modèle équivalent électrique pour simuler les différents résonateurs piézoélectriques.

## **IV. LES DÉRIVES DU PROCÉDÉ DE FABRICATION ET LES DIFFÉRENTES COMPENSATIONS POSSIBLES**

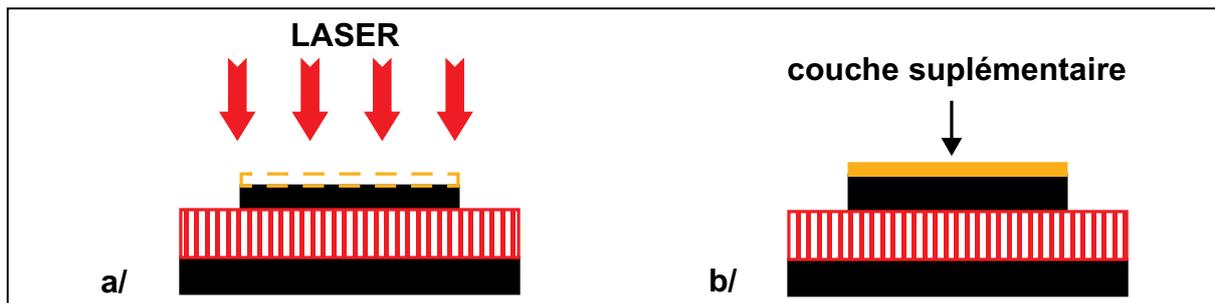
### **IV.A. LES DÉRIVES DU PROCÉDÉ DE FABRICATION**

La technologie BAW de part sa compatibilité avec les procédés de fabrication BiCMOS ou CMOS par exemple dispose d'un avantage certain par rapport à la technologie SAW.

Cependant un inconvénient persiste avec les dérives du procédé de fabrication de cette technologie. En effet, une variation sur les épaisseurs des différentes couches (électrodes, matériau piézoélectrique, ...) génère une variation sur la fréquence de résonance du résonateur BAW. Cette variation non négligeable se situait, au début de ma thèse, autour de 1% et nécessitait donc un moyen de contrôle

ou de compensation afin de pouvoir intégrer ces résonateurs sur un circuit silicium quelconque.

La plupart des moyens utilisés encore aujourd'hui se traduisent soit par un test de chaque résonateur ou filtre et un tri sélectif (ce qui entraîne un manque à gagner certain), soit par un post traitement par ablation laser ou par ajout d'une couche de charge afin de corriger la fréquence de résonance, sachant que l'épaisseur des couches est inversement proportionnelle à la fréquence de résonance (Figure I.13).



**Fig. I.13: a/ Ablation laser ( $f_s$  augmente). b/ Ajout d'une couche de charge ( $f_s$  diminue)**

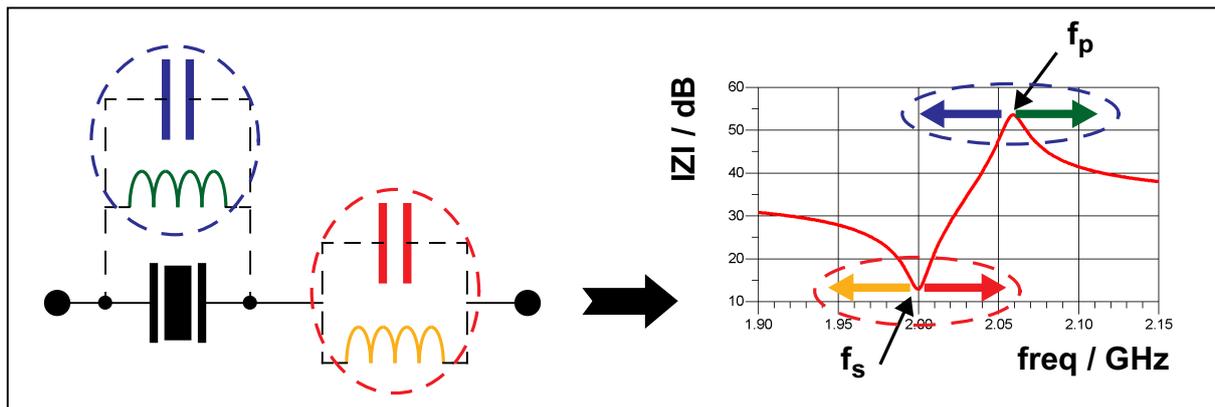
L'inconvénient majeur de l'ablation laser réside dans le fait que le faisceau laser est plus gros qu'un résonateur unitaire. Par conséquent, lorsque l'on souhaite réaliser un filtre complet, l'ablation laser devra être effectuée sur tout le filtre de manière uniforme. Or, tous les résonateurs ne nécessitent pas forcément ce type d'opération.

Dans le cas d'élément unitaire de type résonateur ou filtre, le tri sélectif peut être envisagé. Toutefois, l'évolution ultime de la technologie BAW est l'intégration complète des résonateurs sur une puce silicium de manière à réaliser une puce unique. Dans ce cas de figure, le tri sélectif ne peut être envisagé car non rentable. D'où l'intérêt d'un sujet tel que celui présenté dans ce manuscrit avec la réalisation de résonateurs et de filtres accordables de manière à palier les variations du procédé de fabrication. C'est pour cela qu'une étude préalable des résonateurs et de leur accord en fréquence est nécessaire.

## IV.B. LES RÉSONATEURS BAW ACCORDABLES EN FRÉQUENCE

Le but de ce travail est de réaliser de nouvelles architectures de filtres accordables à base de résonateurs BAW avec le moins de circuits actifs possible afin de s'affranchir au maximum de tout ce qui est non linéarité. Toutefois, avant de penser filtre accordable il est judicieux de penser résonateur accordable afin de se rendre compte si l'accord peut se faire localement (sur chaque résonateur) ou s'il doit se faire globalement (sur le filtre). C'est pour cette raison qu'une étude préalable sur l'impact de l'ajout de différents éléments passifs autour d'un résonateur BAW a été effectuée.

L'association présentée Figure I.14 peut être envisagée pour contrôler les variations de fréquence.



**Fig. I.14: Impact des éléments passifs sur la réponse en fréquence du résonateur**

Comme on peut le constater et le vérifier par le calcul, chacun de ces éléments passifs agit de manière indépendante sur l'une ou l'autre des résonances ce qui nous permet d'envisager un accord en fréquence de façon locale sur le résonateur. Pour la vérification mathématique l'utilisation du modèle de BVD est nécessaire afin de faciliter le calcul. Les résultats obtenus pour les différents cas de figure sont les suivants:

- cas n°1: résonateur seul

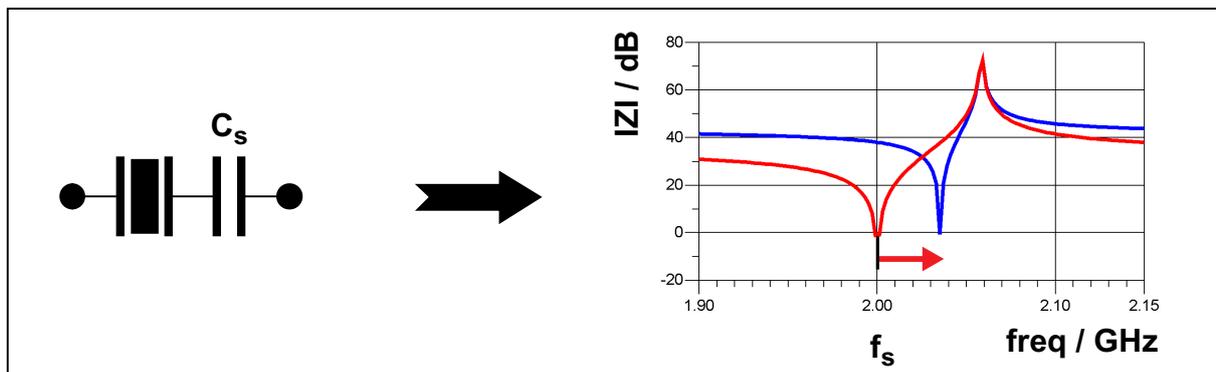
$$Z = j \times \frac{1 - Lm \times Cm \times \omega^2}{Lm \times Cm \times C0 \times \omega^3 - (Cm + C0) \times \omega} \quad (I.23)$$

$$\omega_s = \sqrt{\frac{1}{Lm \times Cm}} \quad (I.24)$$

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{Lm \times Cm}} \times \sqrt{\frac{Cm + C0}{C0}} \quad (I.25)$$

On remarquera que dans le cas d'un résonateur seul  $f_s$  dépend uniquement de  $L_m$  et  $C_m$  alors que  $f_p$  dépend aussi de  $C_0$ .

- cas n°2: résonateur + capacité série  $C_s$



**Fig. I.15: Résonateur BAW + capacité série**

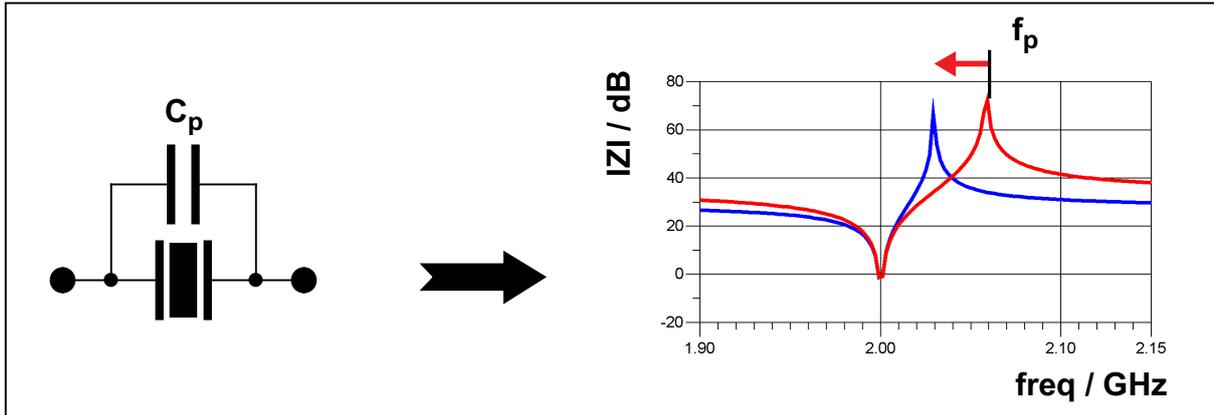
$$Z = j \times \frac{Cm + C0 + Cs - (Lm \times Cm \times Cs + Lm \times Cm \times C0) \times \omega^2}{Lm \times Cm \times C0 \times Cs \times \omega^3 - (Cm \times Cs + C0 \times Cs) \times \omega} \quad (I.26)$$

$$\omega_s = \sqrt{\frac{1}{Lm \times Cm}} \times \sqrt{\frac{Cm + C0 + Cs}{C0 + Cs}} \quad (I.27)$$

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{Lm \times Cm}} \times \sqrt{\frac{Cm + C0}{C0}} \quad (I.28)$$

$C_s$  agit uniquement sur  $f_s$  par augmentation de cette dernière ;  $C_s$  étant inversement proportionnelle à  $f_s$ .

- cas n°3: résonateur + capacité parallèle  $C_p$



**Fig. I.16: Résonateur BAW + capacité parallèle**

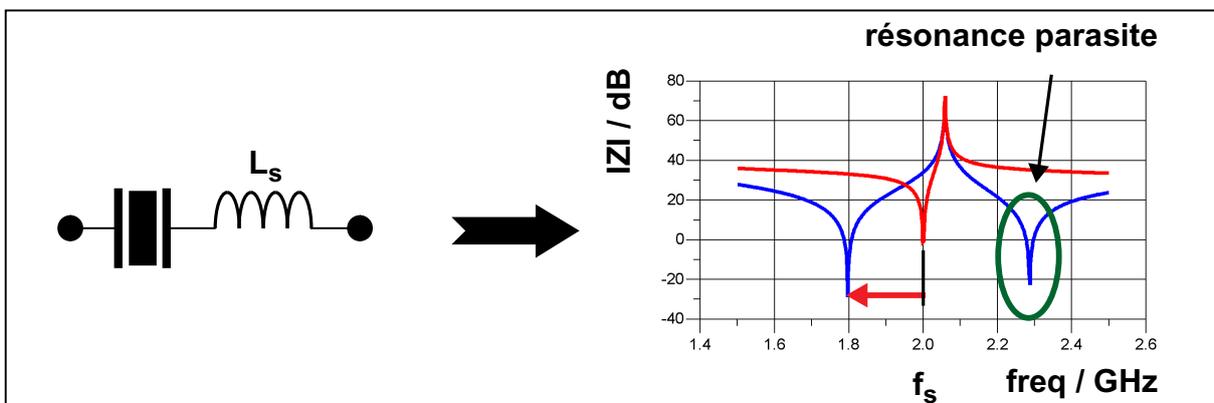
$$Z = j \times \frac{1 - Lm \times Cm \times \omega^2}{(Lm \times Cm \times C0 + Lm \times Cm \times Cp) \times \omega^3 - (Cm + C0 + Cp) \times \omega} \quad (I.29)$$

$$\omega_s = \sqrt{\frac{1}{Lm \times Cm}} \quad (I.30)$$

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{Lm \times Cm}} \times \sqrt{\frac{Cm + C0 + Cp}{C0 + Cp}} \quad (I.31)$$

$C_p$  agit uniquement sur  $f_p$  par diminution de cette dernière ;  $C_p$  étant inversement proportionnelle à  $f_p$ .

- cas n°4: résonateur + inductance série  $L_s$



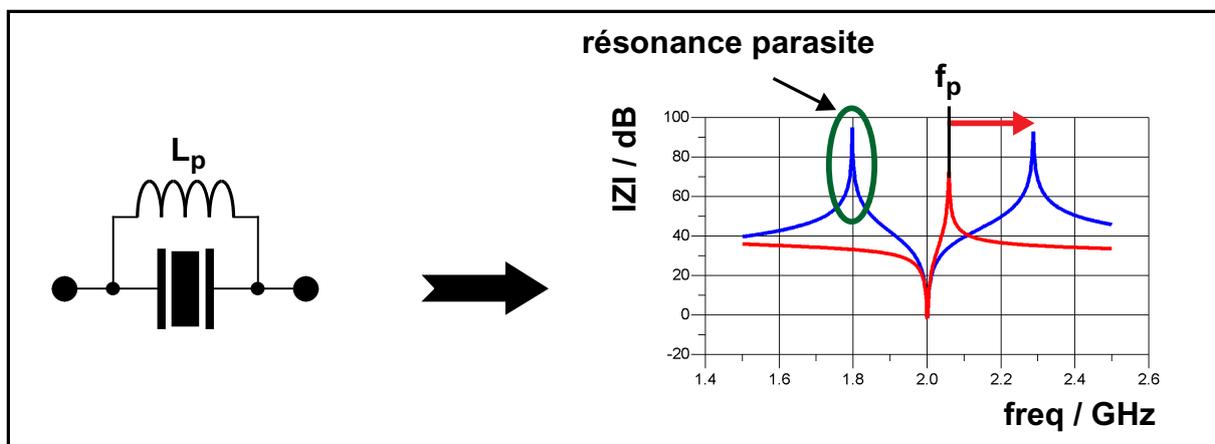
**Fig. I.17: Résonateur BAW + inductance série**

$$\omega_s = f(L_s) \text{ avec deux solutions} \quad (I.32)$$

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{Lm \times Cm}} \times \sqrt{\frac{Cm + C0}{C0}} \quad (I.33)$$

$L_s$  agit uniquement sur  $f_s$  en diminuant cette dernière mais génère une deuxième  $f_s$  disposée à droite de l'ancienne.

- cas n°5: résonateur + inductance parallèle  $L_p$



**Fig. I.18: Résonateur BAW + inductance parallèle**

$$\omega_s = \sqrt{\frac{1}{Lm \times Cm}} \quad (I.34)$$

$$\omega_p = f(L_p) \text{ avec deux solutions} \quad (I.35)$$

$L_p$  agit uniquement sur  $f_p$  en augmentant cette dernière mais génère une deuxième  $f_p$  disposées à gauche de l'ancienne.

Ces résultats permettent de constater que les capacités agissent uniquement sur l'une ou l'autre des résonances en décalant simplement ces dernières. En revanche les inductances décalent l'une ou l'autre des résonances mais génèrent aussi une deuxième résonance qui peut devenir gênante pour certaines applications telles que du filtrage large bande. Dans le cas étudié (norme WCDMA) cela ne pose pas de problème à condition de faire en sorte que la fréquence  $f_s$  soit à peu près centrée autour des deux fréquences  $f_p$ .

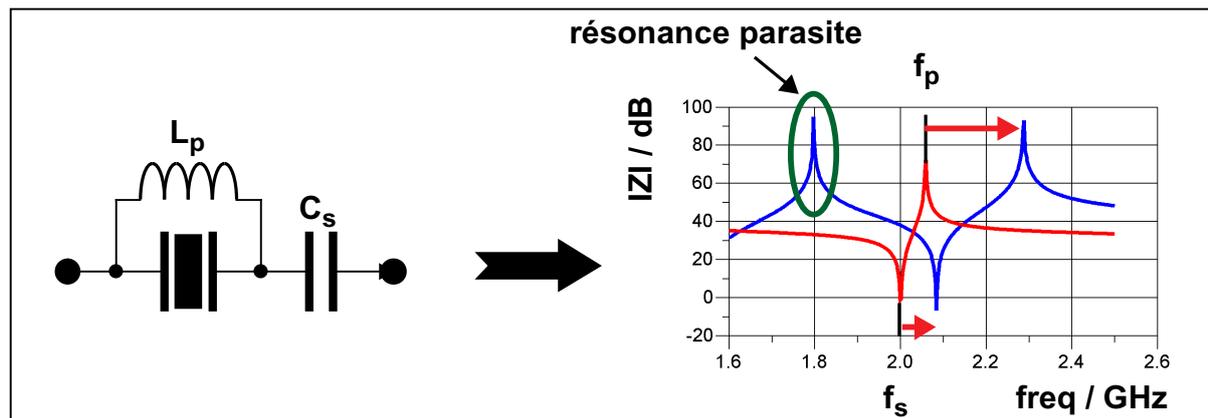
Par rapport à ces premiers résultats on pourrait se dire que l'accord est relativement simple à réaliser puisqu'il suffit d'ajouter une capacité en série pour venir décaler la fréquence de résonance. Or, il faut savoir que la bande passante d'un filtre à base de résonateurs de ce type est définie pour la majeure partie par l'écart entre  $f_s$  et  $f_p$  ; d'où l'importance du paramètre  $kt^2$  sur lequel les technologues travaillent assiduellement afin de l'améliorer. En effet, ce paramètre dépend essentiellement du matériau piézoélectrique utilisé. Par conséquent, si on utilise une capacité on vient au contraire diminuer cet écart, et donc le  $kt^2$  virtuel. Ceci devient un handicap dans le sens où la bande passante maximale réalisable diminue.

On peut donc utiliser à contrario les inductances qui elles permettent d'augmenter cet écart. Certes ; mais l'inconvénient de cette solution réside dans le fait que les inductances variables pour des gammes de fréquences autour de 2GHz ont une consommation excessive, ce qui ne peut être envisagé.

L'accord qui semblait simple au départ n'est en fait pas aussi trivial qu'il y paraît. Il faut en fait trouver une solution qui permette de décaler la fréquence de résonance, par exemple, sans diminuer l'écart entre les fréquences  $f_s$  et  $f_p$ . C'est pour cette raison qu'une solution associant plusieurs éléments passifs au résonateur a été envisagée.

L'accord en fréquence proprement dit ne peut être réalisé qu'avec un composant variable tel qu'un varactor. Si tel est le cas, la conservation du  $kt^2$  sera réalisée grâce à une inductance. Etant donné qu'on raisonne en général avec la fréquence  $f_s$  pour définir la bande passante d'un filtre, c'est donc sur  $f_s$  qu'il faut appliquer le décalage. En observant la Figure I.14 et l'Equation (I.26) on constate que la seule solution permettant de décaler  $f_s$  à l'aide d'un varactor est la solution résonateur + varactor en série. Ensuite, seule l'inductance en parallèle va permettre de conserver l'écart entre les fréquences  $f_s$  et  $f_p$  voir même l'augmenter. Là encore il faut faire attention car l'utilisation d'inductance permet certes de décaler  $f_p$  mais crée une seconde fréquence  $f_p$  parasite dont il faut tenir compte.

On obtient ainsi un bloc que l'on appellera bloc résonateur BAW accordable (Figure I.19).



**Fig. I.19: Cellule d'accord du résonateur BAW**

Cette cellule d'accord d'un résonateur BAW a fait l'objet d'un dépôt de brevet publié par l'Institut National de la Propriété Industrielle le 1er Juillet 2005 sous la référence 2864729 : "Résonateur Acoustique Intégrable, et Procédé d'Intégration d'un tel Résonateur" ainsi qu'aux états Unis sous la référence 20050174199 : "Integrable Acoustic Resonator and Method for Integrated such Resonator" [I.19].

## V. CONCLUSION

Nous avons abordé dans ce premier chapitre la technologie BAW et le moyen de réaliser un accord en fréquence sur un résonateur BAW. Cette technologie à non seulement l'avantage de pouvoir adresser de plus hautes fréquences que les SAW mais aussi l'avantage de l'intégration dans un procédé de fabrication CMOS ou BiCMOS. Ceci confère donc à cette technologie un attrait certain en terme de montée en fréquence et d'intégration.

Toutefois, les variations au niveau de son procédé de fabrication entraîne une variation de la fréquence de résonance  $f_s$  qui ne peut être négligée. C'est pourquoi, il est nécessaire de mettre en place un système de compensation de ces variations afin de pouvoir utiliser les résonateurs BAW dans une puce entièrement intégrée.

C'est ce que nous avons commencé à présenter avec les différentes cellules d'accord d'un résonateur. Nous allons à présent aborder l'aspect filtrage afin de voir dans quelles conditions ces résonateurs peuvent s'intégrer dans une méthode de synthèse de filtre BAW accordable.

---

## VI. BIBLIOGRAPHIE

- [I.1] - A. I. Zverev, "Handbook of Filter Synthesis", Wiley, 1967
- [I.2] - J. F. Rosenbaum, "Bulk Acoustic Wave Theory and Devices", Artech House, 1988
- [I.3] - J. P. Aubry, "Composants Piézo-Électriques", Techniques de l'Ingénieur - Traité Électronique, E 2 205
- [I.4] - E. Dieulesaint, D. Royer, "Propagation et génération des ondes élastiques", Techniques de l'Ingénieur - Traité Électronique, E 3 210
- [I.5] - R. Weigel, et al., "Microwave Acoustic Materials, Devices and Applications", IEEE Microwave Theory Tech., vol. 50, no. 3, pp. 738-749, Mar. 2002
- [I.6] - K. M. Lakin, "Thin Film Resonator Technology", IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 52, n<sup>o</sup>.5, pp. 707-716, 2005
- [I.7] - H. Satoh, et al., "An Air Gap Type Piezoelectric Composite Resonator", 39th Annual Symposium on Frequency Control Proc., pp. 361-366, 1985
- [I.8] - C. W. Seabury, et al., "High Performance Microwave Air Bridge Resonators", Ultrasonics Symposium Proc., pp. 909-911, 1995
- [I.9] - C. Vale, et al., "FBAR Filters at GHz Frequencies", 45th Annual Symp. of Freq. Cont. Proc., pp. 332-336, 1991
- [I.10] - J. Y. Park, et al., "Micromachined FBAR RF Filters for Advanced Handset Applications", Transducers, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 12th International Conference on, vol. 1, pp. 911 - 914, 2003
- [I.11] - R. C. Ruby, et al., "Thin Film Bulk Wave Acoustic Resonators (FBAR) for Wireless Applications", IEEE Ultrasonics Symposium, vol. 1, pp. 813-821, 2001

- [I.12] - W. E. Newell, "Face-Mounted Piezoelectric Resonators", Proceedings of the IEEE, vol. 53, Issue 6, pp. 575-581, 1965
- [I.13] - K. M. Lakin, et al., "High Q Microwave Acoustic Resonators and Filters", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 41, no 12, pp. 2139-2146, 1993
- [I.14] - E. S. Ferre-Pikal, et al., "1/f Frequency Noise of 2-GHz High-Q Thin-Film Sapphire Resonators", IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 48, n<sup>o</sup>.2, pp. 506-510, 2001
- [I.15] - R. Aigner, "High Performance RF-Filters Suitable for Above IC Integration: Film Bulk Acoustic Resonators (FBAR) on Silicon", IEEE Custom Integrated Circuits Conference, pp. 141-146, 2003
- [I.16] - H. P. LoebI, et al., "Piezoelectric thin AlN film for bulk acoustic wave (BAW) resonators", Materials Chemistry and Physics, vol. 79, pp. 143-146, 2003
- [I.17] - H. P. LoebI, et al., "Materials for bulk acoustic wave (BAW) resonators and filters", Journal of the European Ceramic Society, n<sup>o</sup>. 21, pp. 2633-2640
- [I.18] - S.-H. Kim, et al., "The Fabrication of Thin-Film Bulk Acoustic Wave Resonators Employing a ZnO/SiComposite Diaphragm Structure Using Porous Silicon Layer Etching", IEEE Electron device Letters, pp. 113-115, 1999
- [I.19] - C. Tilhac, et al., "Résonateur Acoustique Intégrable, et Procédé d'Intégration d'un tel Résonateur", brevet déposé en France n<sup>o</sup> 2864729 "Integrable Acoustic Resonator and Method for Integrated such Resonator", brevet publié aux états Unis n<sup>o</sup> 20050174199
- [I.20] - M. A. Dubois, P. Muralt, "BAW Resonators Based on Aluminium Nitride Thin Films", Ultrasonics Symposium, Volume 2, pp. 907-910, 1999

[I.21] - E. Gaboriaud, et al., "Résonateurs Microondes Piézoélectriques", JNM  
2003

# CHAPITRE II

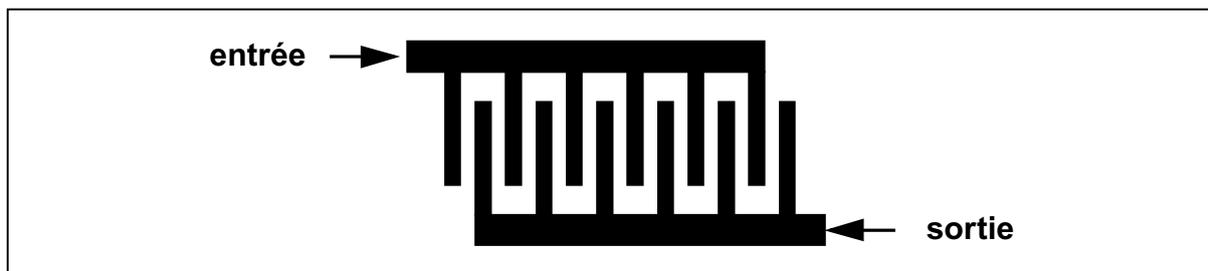
## ÉTAT DE L'ART - FILTRAGE

---

---

### I. INTRODUCTION

Le but de ces travaux de thèse est de concevoir de nouvelles architectures de filtres utilisant des résonateurs BAW dans une chaîne de réception pour communications mobiles. Ceci afin de remplacer les filtres SAW et ainsi gagner en terme de surface et de montée en fréquence. En effet, les filtres SAW sont constitués de doigts entrecroisés dont l'espacement définit la fréquence de fonctionnement. Plus la fréquence est élevée et plus l'écart entre les doigts est réduit. Ce type de filtre possède par conséquent une limitation en fréquence ( $f < 2\text{GHz}$ ) liée aux paramètres technologiques tel que la gravure. De plus, ils présentent des facteurs de qualité inférieurs à 500 et ne supportent pas les fortes puissances. Ils sont également incompatibles avec les procédés de fabrication silicium contrairement à la technologie BAW.



**Fig. II.1: Structure de principe d'un filtre SAW**

Les résonateurs BAW disposent d'une forte linéarité pour de faibles niveaux d'excitations ce qui permet d'utiliser les modèles linéaires détaillés précédemment, Figure I.9 et Figure I.11, dans une chaîne de réception. En revanche, lorsque le niveau d'excitation augmente, des comportements non-linéaires sont observés. Dans ce cas, on parlera de résonateur BAW de puissance. Ils sont généralement présents dans les chaînes de transmission. Beaucoup d'études ont été réalisées, utilisant la théorie des perturbations, afin d'identifier les constantes non-linéaires liées aux

diverses propriétés des matériaux (élastiques, électriques, de couplages électromécanique) [II.11].

Ceci permet d'introduire le fait que, travaillant sur des filtres de réception, l'utilisation des modèles linéaires classiques de résonateur BAW semble justifiée. Par conséquent, afin de bénéficier au mieux de cet aspect linéaire des résonateurs BAW et de s'affranchir des non-linéarités diverses, une contrainte a été introduite dans ces travaux ; celle de réaliser des filtres que l'on pourrait qualifier de "passifs". Des guillemets sont utilisés afin de mettre l'accent sur le fait que ce filtre devra utiliser au maximum, voir en totalité, des composants passifs (inductances, capacités...)

C'est avec cet objectif que des méthodes de synthèse de filtres électriques classiques ont été étudiées, notamment la méthode des paramètres effectifs développés par Norton et Bennet [II.7], [II.9] que nous détaillerons dans un prochain paragraphe.

Mais commençons tout d'abord par faire un éventail des différentes structures de filtres utilisant des résonateurs BAW. Ceci est nécessaire afin de mieux comprendre les problèmes liés à ces filtres et notamment le problème d'accord en fréquence. Ainsi, des solutions plus appropriées pourront être envisagées.

## **II. ETAT DE L'ART : FILTRES BAW**

La technologie BAW a émergé pour répondre à la montée en fréquence des applications de communications mobiles sans fil et à l'intégration élevée de composants afin de réduire l'encombrement global et les coûts. De plus, la montée en fréquence implique l'utilisation de couches minces pour le matériau piézoélectrique ce qui est incompatible avec les résonateurs conventionnels de type quartz. D'où l'arrivée des résonateurs BAW et des filtres associés.

Concernant ces derniers, un inventaire non exhaustif est réalisé dans les paragraphes suivants afin de présenter les principales architectures et modes de fonctionnements.

En effet, deux modes de fonctionnement ou plutôt deux méthodes de réalisation de filtres s'affrontent [II.1] avec :

- d'un coté une interconnexion des résonateurs de type électrique, comme des composants classiques. Ceci est le cas dans les filtres de type ladder et lattice. Nous appellerons ces derniers "filtres BAW électriques".
- de l'autre une interconnexion de type couplage acoustique faisant appel au procédé de fabrication. Ceci est le cas dans les filtres de type SCF (Stacked Crystal Filter) et CRF (Coupled Resonator Filter). Nous appellerons ces derniers "filtres BAW technologiques".

## II.A. FILTRES BAW ÉLECTRIQUES

### II.A.1. FILTRE LADDER (OU FILTRE EN ÉCHELLE)

Le filtre ladder a une architecture de type filtre en échelle dont la cellule élémentaire, voir Figure II.2, est constituée d'un premier résonateur sur la branche série et d'un second sur la branche parallèle, les deux résonateurs ayant une fréquence de résonance différente. Cette différence est réalisée par l'ajout d'une couche supplémentaire (dite couche de loading) de matériau sur le résonateur parallèle. Cet ajout a pour effet de diminuer la fréquence de résonance.

Il s'agit là de la solution la plus simple à implémenter car les résonateurs peuvent être optimisés de manière indépendante afin de satisfaire au mieux les spécifications désirées.

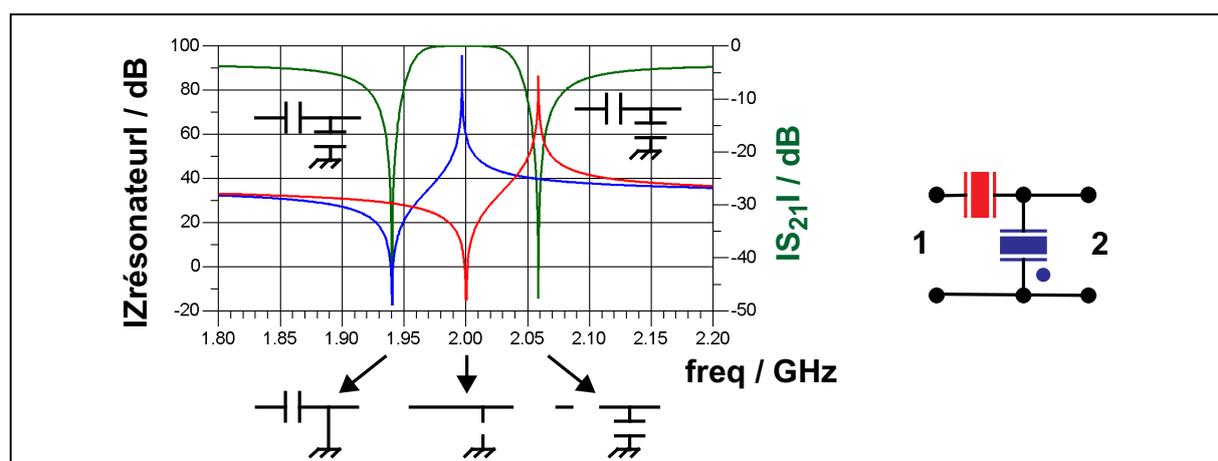


Fig. II.2: Cellule ladder élémentaire

Cette configuration dispose de deux zéros de transmission générés à la fréquence de résonance du résonateur parallèle et à la fréquence d'antirésonance du résonateur série. En effet, à ces fréquences particulières, les résonateurs sont équivalents à un circuit ouvert ou un court circuit comme l'indiquent les schémas Figure II.2. Grâce à ces deux zéros de transmission la sélectivité obtenue est importante.

Par contre, les remontées hors bande sont élevées et nécessitent un grand nombre de cellules élémentaires pour atteindre un gabarit WCDMA par exemple. Ceci est dû au fait que les deux résonateurs se comportent comme des capacités en dehors de la bande passante du filtre. Par conséquent, le filtre est équivalent à un pont capacitif. Dans le cas idéal où les résonateurs ont la même capacité  $C_0$  (surface et épaisseur de la couche piézoélectrique identiques), cela apporte une atténuation hors bande de 3dB. Dans le cas d'une mise en cascade, chaque cellule élémentaire apportera 3dB supplémentaires. En revanche une modification de l'un ou l'autre des résonateurs (modification de la surface ou de l'épaisseur de la couche piézoélectrique) permettra d'améliorer cette réjection [II.2].

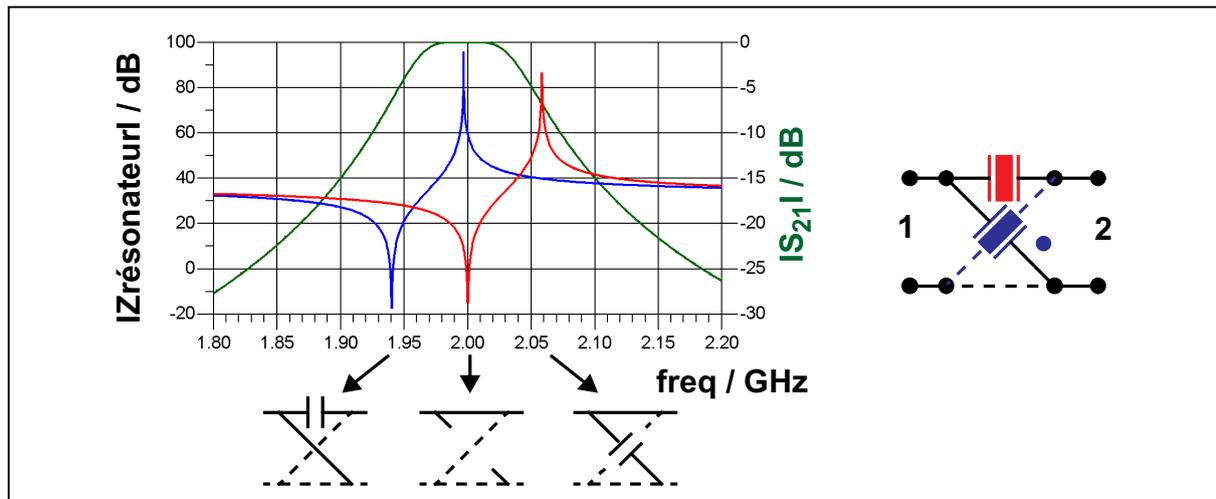
Ce filtre est donc le plus simple mais nécessite un grand nombre de résonateurs pour réaliser une bonne réjection hors bande.

### II.A.2. FILTRE LATTICE (OU FILTRE EN TREILLIS)

Le filtre lattice est une structure en treillis dont la fonction de transfert s'écrit :

$$H = \frac{Z_{\text{résonateur série}} - Z_{\text{résonateur parallèle}}}{Z_{\text{résonateur série}} + Z_{\text{résonateur parallèle}}} \quad (II.1)$$

Grâce à cette dernière et aux schémas de la Figure II.3, on remarque qu'il ne peut y avoir de zéro de transmission lorsque les deux résonateurs ont la même capacité  $C_0$ , cette capacité jouant directement sur le niveau d'impédance hors résonance.



**Fig. II.3: Cellule lattice élémentaire**

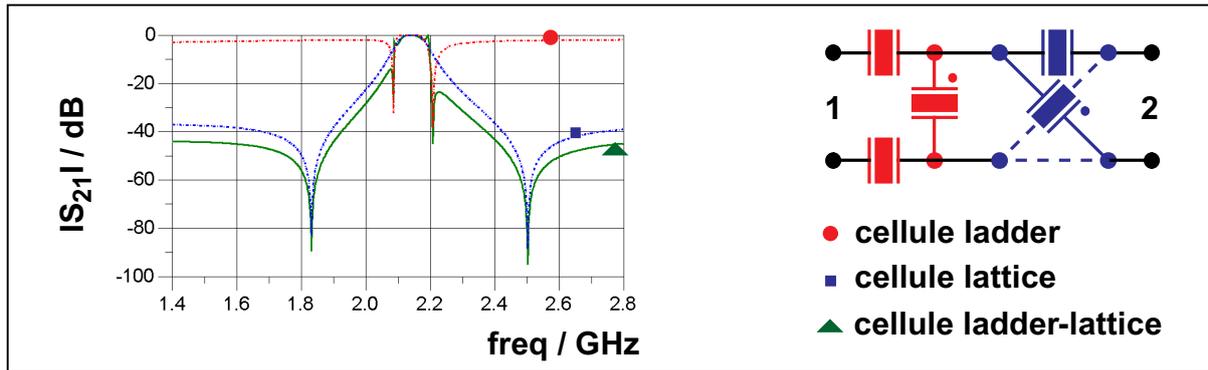
En effet, de part et d'autre des résonances, les impédances des deux résonateurs tendent l'une vers l'autre sans jamais se croiser ce qui empêche la fonction de transfert  $H$  de s'annuler. Le filtre lattice voit donc sa réjection hors bande décroître continuellement.

Par contre, si on dispose de deux résonateurs (série et parallèle) dont la capacité  $C_0$  diffère, alors apparaissent des zéros de transmission lorsque leurs impédances sont égales en module et en phase. Dans ce cas le comportement du filtre lattice s'apparente à celui du filtre ladder.

Le filtre lattice dispose d'une sélectivité plus faible que le filtre ladder mais une bien meilleure réjection hors bande. Ceci fait de lui un meilleur candidat car il nécessite au final moins de résonateurs qu'un filtre ladder pour satisfaire le gabarit WCDMA (8 résonateurs contre 10 pour un ladder). De plus, il est différentiel ce qui élimine les contraintes de non linéarités d'ordre pair.

### II.A.3. FILTRE LADDER LATTICE

Ce filtre correspond en fait à l'assemblage d'une cellule ladder différentielle et d'une cellule lattice [II.6]. La cellule ladder différentielle s'obtient à partir d'une cellule ladder simple que l'on duplique sur la deuxième branche différentielle du circuit.



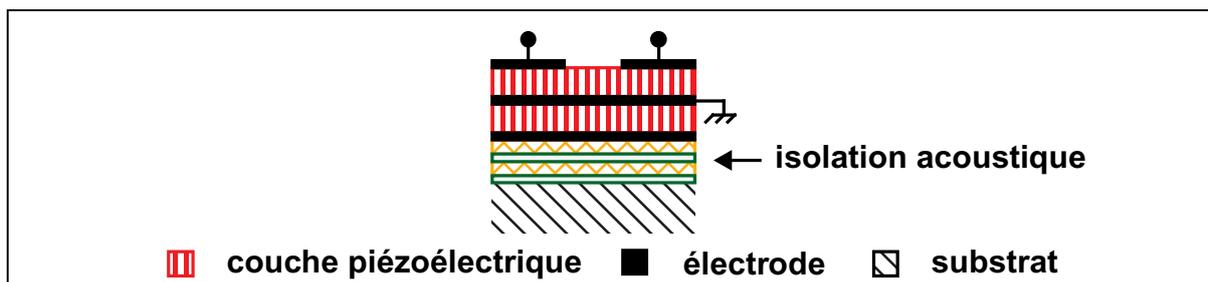
**Fig. II.4: Cellule ladder-lattice**

Cette topologie permet de bénéficier de l'avantage de chacune de ces structures, la sélectivité du ladder et la réjection hors bande du lattice. Si en plus la cellule lattice dispose de zéros de transmission, le filtre obtenu possède alors quatre zéros de transmission qui peuvent être disposés où le souhaite le concepteur. Toutefois, ce filtre est plus gourmand en terme de surface et dispose de pertes plus importantes.

## II.B. FILTRES BAW TECHNOLOGIQUES

### II.B.1. FILTRES SCF

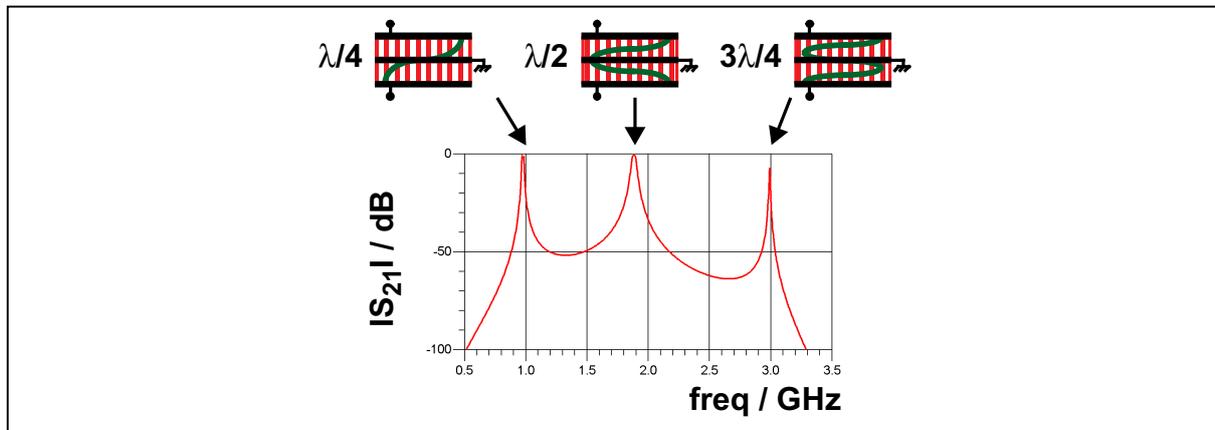
Pour ce type de filtre [II.3], plusieurs couches de matériau piézoélectrique et de métal vont être utilisées afin de réaliser une superposition de résonateurs.



**Fig. II.5: Filtre SCF à double section**

Dans le cas de la Figure II.5, deux résonateurs sont superposés. L'électrode commune, fine et reliée à la masse, permet de réaliser un couplage fort et direct entre ces deux résonateurs. Le comportement est ainsi équivalent à celui d'un résonateur unique mais avec une réponse en fréquence complexe et un  $kt^2$  divisé par deux par

rapport à un résonateur simple ce qui a pour effet de diminuer la bande passante réalisable.



**Fig. II.6: Réponse en fréquence d'un SCF double section**

En effet, on observe une résonance principale lorsque l'épaisseur d'un résonateur correspond à la demi longueur d'onde mais aussi deux résonances parasites importantes (Figure II.6). La plus basse en fréquence apparaît lorsque l'épaisseur d'un résonateur correspond au quart de la longueur d'onde. La plus élevée apparaît lorsque l'épaisseur d'un résonateurs correspond à trois fois le quart de la longueur d'onde. Ces résonances sont considérées comme parasites car elles correspondent à un mode peu couplé dans chaque résonateur et leurs pertes d'insertion sont plus importantes que le mode fondamental.

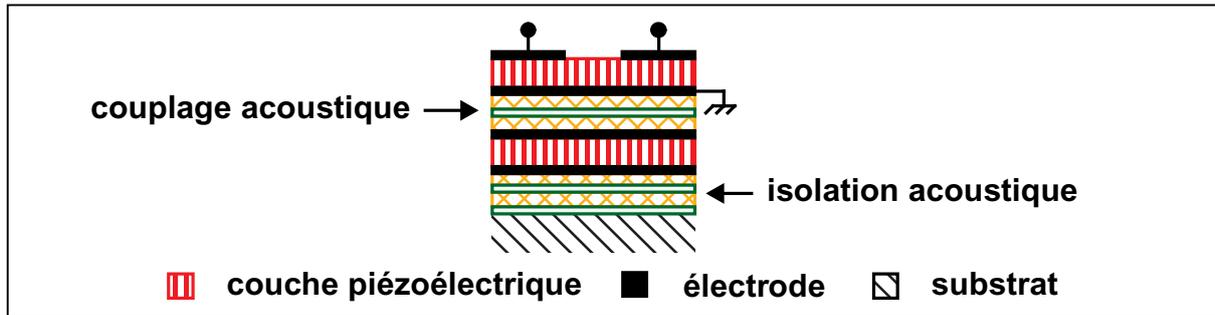
Une optimisation de ce filtre peut être réalisée en adoptant une configuration de type SMR, voir Figure II.5. Pour cela, l'adjonction d'un réflecteur de Bragg permet de diminuer ces résonances parasites. En effet, un choix judicieux de la structure du réflecteur permet de réduire sa bande passante et ainsi d'agir sur les résonances parasites. La mise en cascade de plusieurs sections permettra enfin d'augmenter sensiblement la bande passante. Toutefois, la bande passante principale réalisable reste faible et la structure complexe.

## II.B.2. FILTRE CRF

Les filtres CRF [II.5] ont été développés dans le but de combler l'inconvénient des SCF, à savoir la bande passante. En effet, elle est directement liée à un couplage

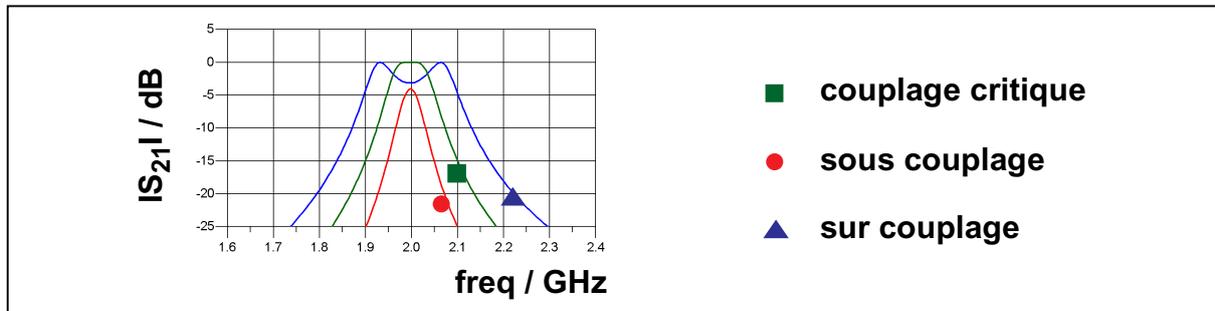
trop fort entre les résonateurs verticaux qui restreint le  $kt^2$  global de moitié et par conséquent la bande passante.

En revanche, si on réduit ce couplage par l'ajout d'un empilement de différentes couches d'épaisseur  $\lambda/4$ , on parvient à augmenter la bande passante du filtre.



**Fig. II.7: Filtre CRF à double section**

Plus les deux résonateurs verticaux sont éloignés et plus ils tendent à se comporter comme deux résonateurs indépendants, ce qui va permettre d'optimiser la largeur de la bande passante.



**Fig. II.8: Optimisation de la bande passante d'un CRF**

Le surcouplage intervient lorsque les fréquences de résonance des résonateurs sont trop éloignées l'une de l'autre. Cela augmente la bande passante du filtre mais crée une ondulation. Le sous couplage intervient lorsqu'elles sont trop proches ce qui diminue fortement la largeur de la bande et augmente les pertes d'insertion. Le couplage critique correspond au cas optimum, pas d'ondulation et pertes d'insertion minimum.

Un autre avantage de ce type de structure est la conversion de mode [II.4]. En effet, contrairement aux filtres de types ladder ou lattice qui disposent d'entrée-sortie simples ou différentielles, les CRF autorisent une conversion de mode, simple vers différentiel ou l'inverse. De plus, ils permettent de réaliser une transformation d'impédance entrée sortie.

Toutefois, ce type de filtre est plus complexe au niveau technologique et aussi plus sensible aux variations du procédé de fabrication.

### **II.C. CONCLUSION**

Cinq filtres de base utilisant la technologie BAW ont été mis en évidence dans les paragraphes précédents. Chacun d'entre eux disposent de certains avantages et inconvénients qui font que le choix de l'un ou l'autre dépend de plusieurs paramètres et notamment de l'application visée.

Le filtre ladder est le plus simple tant au niveau technologique que fonctionnement. Il s'agit d'une structure qui relie des résonateurs simples de façon électrique. L'inconvénient principal est une bande passante assez limitée et un niveau de réjection hors bande faible. Par contre, il dispose de zéros de transmission qui lui confère une forte sélectivité.

Vient ensuite le filtre lattice qui est une version différentielle avec là aussi des résonateurs simples et reliés de façon électrique. La bande passante réalisable est plus importante mais dans sa version classique il ne dispose pas de zéros de transmission. Par conséquent, la sélectivité est moins importante.

Enfin, une solution hybride avec le filtre ladder lattice qui bénéficie de l'avantage des deux solutions précédentes mais dont les inconvénients sont une augmentation de la surface consommée et des pertes.

En ce qui concerne les SCF et CRF, le procédé de fabrication et la compréhension au niveau du fonctionnement sont bien plus complexes et donc bien plus coûteux. Il s'agit ici d'une liaison par couplage acoustique ce qui nécessite l'ajout de couches de matériaux supplémentaires et ainsi une sensibilité accrue aux variations du procédé de fabrication. Par contre, l'assemblage vertical des résonateurs permet de réaliser un gain au niveau de l'encombrement spatial et une

bande passante plus importante. Le CRF permet notamment de réaliser une conversion de mode au sein du même filtre ainsi qu'une transformation d'impédance entrée sortie.

Il convient toutefois de faire une distinction entre tous ces filtres et de faire ainsi deux catégories avec les "filtres BAW électriques" et les "filtres BAW technologiques" qui ne s'adressent pas forcément aux mêmes applications.

Le panorama des filtres BAW étant désormais établi, nous allons à présent nous pencher sur les techniques classiques de filtrage, et plus particulièrement la méthode des paramètres effectifs, permettant d'aboutir à une solution pour l'accord en fréquence des filtres BAW car les filtres présentés ici ne permettent pas d'accord.

### **III. ETAT DE L'ART : MÉTHODE DES PARAMÈTRES EFFECTIFS**

Nous nous sommes focalisés sur cette méthode plutôt que sur la méthode des paramètres images pour diverses raisons [II.7], [II.9].

Tout d'abord, le point de départ de la méthode choisie est l'atténuation effective (directement liée aux pertes d'insertion) qui caractérise le comportement du réseau (ici du filtre), contrairement à la seconde dont le point de départ est l'impédance du système, plus délicate à mettre en oeuvre dans le cas du filtrage.

Ensuite, la méthode des paramètres effectifs autorise plus de liberté dans l'architecture ce qui dans notre cas semble judicieux étant donné la nature de l'architecture à réaliser. En effet, nous souhaitons synthétiser un filtre accordable utilisant des résonateurs BAW qui ont un modèle électrique figé.

Enfin, les résultats obtenus par la méthode des paramètres images peuvent être assimilés à un cas particulier de ceux issus de la méthode des paramètres effectifs car pour un jeu de paramètres donnés (ondulation, largeur de bande...) correspond une architecture unique contrairement à la multitude d'architectures obtenues avec les paramètres effectifs.

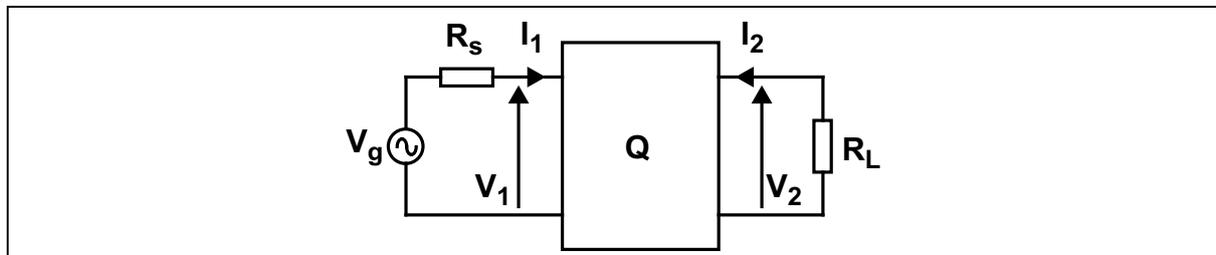
Il semble donc que la méthode des paramètres effectifs soit plus rigoureuse que celle des paramètres images car elle permet de définir précisément l'affaiblissement effectif.

Cependant cette méthode pose de redoutables problèmes d'analyse numérique lorsque l'ordre du filtre augmente. C'est pour cette raison qu'elle ne fut réellement utilisée qu'à partir de l'avènement des ordinateurs. Dès lors, des nomogrammes et autres tables ont été développés afin d'accéder rapidement aux paramètres fondamentaux du filtre.

### III.A. LA FONCTION DE TRANSFERT

Une des fonctions essentielles pour le traitement de l'information est la fonction de filtrage passe bande. Cette fonction permet de sélectionner le signal utile par discrimination sur la fréquence. La synthèse de filtre est généralement basée sur un schéma électrique équivalent du dispositif en éléments localisés. Cette synthèse permet, à partir de la théorie des circuits, de déterminer les valeurs des éléments localisés du schéma électrique équivalent en fonction de la fonction de filtrage choisie.

Un filtre peut donc être représenté dans un premier temps par un quadripôle (Figure II.9) dont la fonction de transfert traduit la relation entre les signaux d'entrée et de sortie de celui-ci.



**Fig. II.9: Quadripôle équivalent d'un filtre**

Cette fonction de transfert représente la première étape de la méthode des paramètres effectifs.

On peut ainsi définir différents paramètres comme suit [II.7], [II.8], [II.9], [II.10] :

- la puissance disponible du générateur  $P_A$ ,

$$P_A = \frac{|V_g|^2}{8 \times R_s} \quad (II.2)$$

- la puissance délivrée à la charge  $P_2$ ,

$$P_2 = \frac{|V_2|^2}{2 \times R_L} \quad (II.3)$$

- la puissance réfléchie  $P_1$ ,

$$P_1 = \frac{|V_1|^2}{2 \times R_S} \quad (II.4)$$

- les pertes d'insertion.

$$\frac{P_A}{P_2} = \frac{|V_g|^2 \times R_L}{4 \times |V_2|^2 \times R_S} = \frac{1}{|H(j\omega)|^2} \quad (II.5)$$

$H(j\omega)$  représente la fonction de transfert du quadripôle.

Dans le cadre de filtres hyperfréquences, il est généralement admis de travailler avec les paramètres [S] du quadripôle. Dans ce cas, les paramètres  $S_{ij}$  représentent les coefficients de réflexion et les paramètres  $S_{ij}$  représentent les coefficients de transmission.

On peut ainsi faire le lien entre fonction de transfert et paramètres [S]. Si  $R_S = R_L = R_C$  (résistance de normalisation), alors  $|H(j\omega)|^2 = |S_{21}(j\omega)|^2$ .

- Les pertes par réflexion sont définies par :

$$\frac{P_A}{P_1} = \frac{1}{|T(j\omega)|^2} = \frac{1}{|S_{11}(j\omega)|^2} \quad (II.6)$$

$T(j\omega)$  représente la fonction de réflexion du quadripôle.

Lorsque ce dernier est purement réactif (pas de dissipation d'énergie) on obtient la relation suivante :  $|H(j\omega)|^2 + |T(j\omega)|^2 = 1$ .

On définit également l'atténuation, souvent employée dans le domaine du filtrage :

$$\alpha_{dB} = 20 \times \log \frac{1}{|H(j\omega)|} \quad (II.7)$$

Dans le cadre d'une synthèse de filtre quelconque (passe-bas, passe-bande, passe-haut...), il est généralement nécessaire de passer par un prototype passe-bas au départ (voir illustration dans le paragraphe suivant). Et dans ce cas, on définit la fonction de transfert d'un filtre passe-bas sans perte de la manière suivante :

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + |D(j\omega)|^2} \text{ avec } D(j\omega) = \frac{T(j\omega)}{H(j\omega)} \quad (II.8)$$

$D(j\omega)$  est la fonction discriminante du filtre.

Cette fonction discriminante représente en fait la variante de la fonction de transfert associée à chaque type de filtre.

La fonction de transfert  $H(j\omega)$ , la fonction de réflexion  $T(j\omega)$  et la fonction discriminante  $D(j\omega)$  peuvent se mettre sous forme rationnelle, telle que :

$$H(j\omega) = \frac{1}{\varepsilon} \times \frac{P(j\omega)}{Q(j\omega)}, \quad T(j\omega) = \frac{R(j\omega)}{Q(j\omega)}, \quad D(j\omega) = \varepsilon \times \frac{R(j\omega)}{P(j\omega)} \quad (II.9)$$

où  $\varepsilon$  est l'ondulation dans la bande et  $P(j\omega)$ ,  $Q(j\omega)$  et  $R(j\omega)$  sont des polynômes à coefficients réels avec un coefficient égal à 1 pour le terme de plus haut degré.

La fonction discriminante  $D(j\omega)$  peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$D(j\omega) = \varepsilon \times \frac{\prod_{i=1}^n (j\omega - Z_{Ri})}{\prod_{i=1}^{n_z} (j\omega - Z_{Pi})} \quad (II.10)$$

où  $Z_{Ri}$  (les zéros de  $R$ ) et  $Z_{Pi}$  (les zéros de  $P$ ), sont respectivement les zéros de réflexion ( $S_{11}$ ) et de transmission ( $S_{21}$ ).  $n$  et  $n_z$  sont respectivement l'ordre de la fonction de transfert et le nombre de zéros de transmission. Connaissant la fonction discriminante  $D(j\omega)$ , il est possible d'en déduire le coefficient et les polynômes  $R(j\omega)$  et  $P(j\omega)$ . D'où le nom de méthode polynomiale que l'on peut aussi trouver dans la littérature.

Cette fonction de transfert nous permet donc de définir plusieurs catégories de fonctions de filtrage dont les plus courantes sont :

- les fonctions de type Butterworth,
- les fonctions de type Tchebychev,
- les fonctions de type pseudo-elliptique ou Tchebychev généralisé.

Nous allons maintenant détailler les fonctions de transfert associées à ces trois types de filtres.

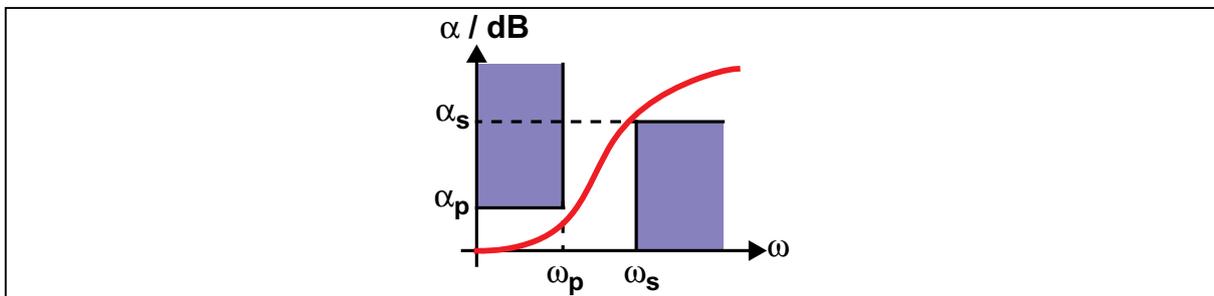
### III.A.1. FONCTION DE BUTTERWORTH

La fonction discriminante  $D(j\omega)$  se définit de la façon suivante :

$$D(j\omega) = (j\omega)^n \quad (II.11)$$

avec  $n$  représentant l'ordre du filtre ou encore le nombre de pôles. Le gabarit du filtre est nécessaire pour imposer les caractéristiques principales de ce dernier telles que, l'atténuation  $\alpha_p$  à la pulsation  $\omega_p$  et l'atténuation  $\alpha_s$  à la pulsation  $\omega_s$ . Le nombre de pôles  $n$  se calcule à l'aide de la formule suivante :

$$n = \frac{1}{2} \times \frac{\log\left(\frac{10^{0.1 \times \alpha_s} - 1}{10^{0.1 \times \alpha_p} - 1}\right)}{\log\left(\frac{\omega_s}{\omega_p}\right)} \quad (II.12)$$



**Fig. II.10: Prototype passe-bas de type Butterworth**

### III.A.2. FONCTION DE TCHEBYCHEV

La fonction discriminante  $D(j\omega)$  se définit de la façon suivante :

$$D(j\omega) = j^n \times \varepsilon \times T_n(\omega) \quad (II.13)$$

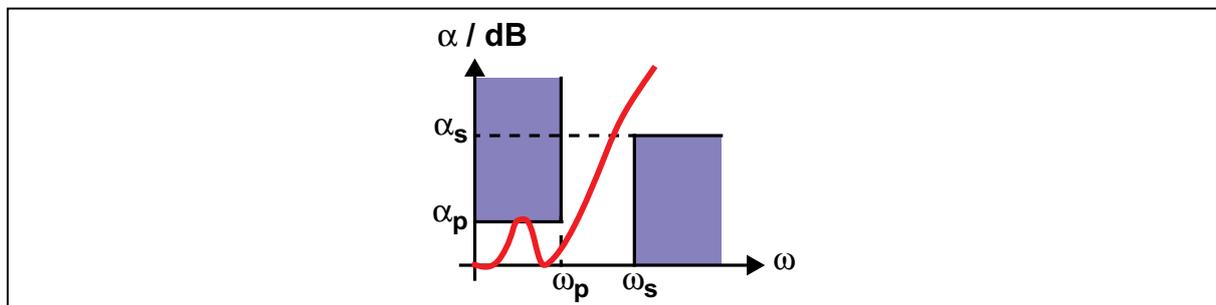
$\varepsilon$  définit l'ondulation dans la bande.

$T_n(\omega) = \cos(n \cdot \arccos(\omega))$  dans la bande, ie  $\omega < \omega_p$ .

$T_n(\omega) = \cosh(n \cdot \operatorname{arccosh}(\omega))$  hors bande, ie  $\omega > \omega_p$ .

$n$  est le nombre de pôles ou encore l'ordre du filtre se déduit de la formule suivante :

$$n = \frac{\operatorname{arccosh}\left(\frac{10^{0.1 \times \alpha_s} - 1}{10^{0.1 \times \alpha_p} - 1}\right)^{1/2}}{\operatorname{arccosh}\left(\frac{\omega_s}{\omega_p}\right)} \quad (II.14)$$



**Fig. II.11: Prototype passe-bas de type Tchebychev**

### III.A.3. FONCTION DE TYPE PSEUDO-ELLIPTIQUE OU TCHEBYCHEV GÉNÉRALISÉE

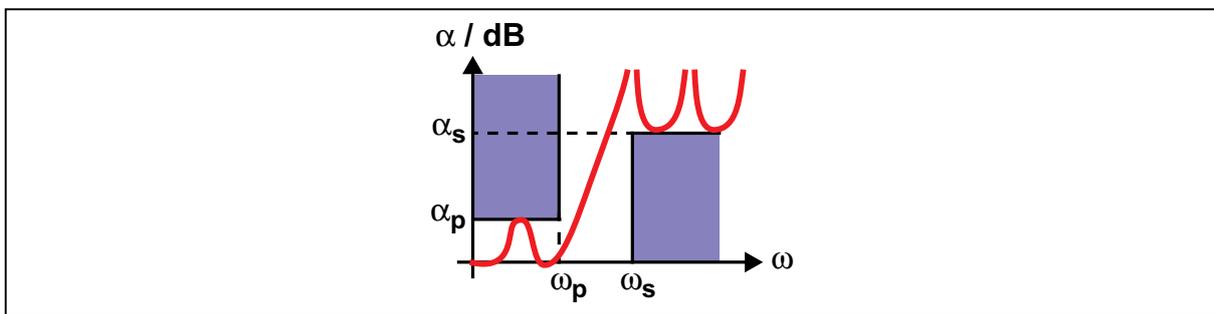
La fonction discriminante  $D(j\omega)$  se définit de la façon suivante :

$$D(j\omega) = \varepsilon \times \left[ \cosh\left( \sum_{i=1}^{n_z} (a \times \cosh x_i + (n - n_z) \times a \times \cosh \omega) \right) \right] \quad (II.15)$$

$$\text{avec } x_i = \frac{\omega - \frac{1}{\omega_i}}{1 - \frac{\omega}{\omega_i}} \quad (II.16)$$

$n$  est le nombre de pôles et  $n_z$  est le nombre de zéros de transmission.

Les pôles de la fonction sont les termes  $\omega_i$  et sont liés aux zéros de  $P(j\omega)$  par  $P_i = j\omega_i$ . Si tous les pôles de  $D(j\omega)$  sont placés à l'infini, on obtient un filtre de Tchebychev.



**Fig. II.12: Prototype passe-bas de type pseudo-elliptique**

### III.A.4. UTILISATION DES NOMOGRAMMES

Comme il est dit au début du paragraphe, cette méthode pose de redoutables problèmes d'analyse numérique lorsque l'ordre du filtre augmente. C'est pour cette raison que des nomogrammes et autres tables ont été développés afin d'accéder rapidement aux paramètres fondamentaux du filtre.

Ces nomogrammes permettent entre autre de déterminer, à partir du gabarit, l'ordre du filtre de manière rapide. Même si désormais ils deviennent obsolètes à cause des ordinateurs, ils peuvent notamment être utiles dans le cadre d'un travail comme celui-ci. De plus, ces nomogrammes peuvent permettre également une optimisation du filtre [II.12].

Un nomogramme est une représentation graphique d'équations mathématiques dont plusieurs paramètres sont variables.

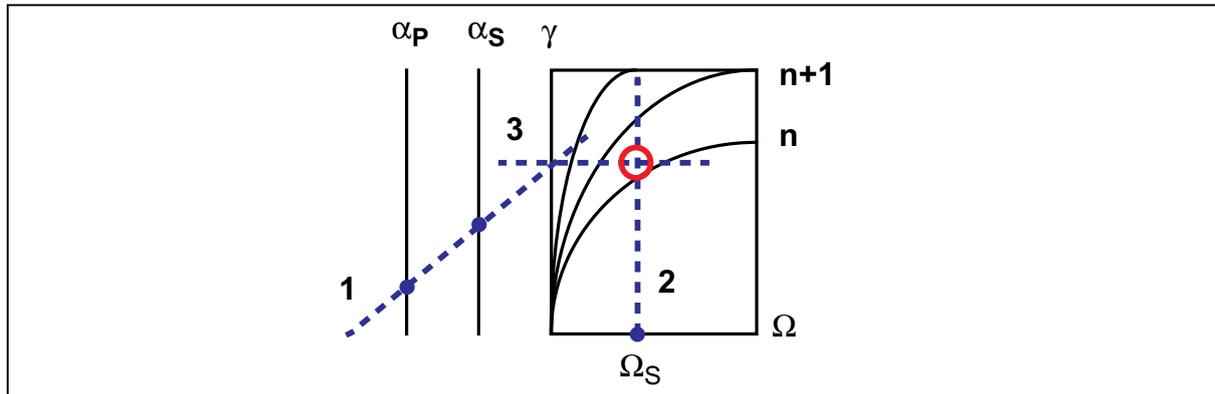


Fig. II.13: Nomogramme de filtrage

$$\gamma = \log D_n^2(\Omega) \text{ avec } \Omega = \frac{\omega}{\omega_p} \quad (II.17)$$

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{\omega_p}$$

$n$  représente l'ordre du filtre.

$D_n(\Omega)$  : fonction discriminante d'ordre  $n$ .

Ils sont utilisés dans la première phase afin de définir la fonction de transfert. On dispose par conséquent d'un nomogramme pour chaque fonction d'approximation, à savoir Butterworth, Tchebychev...

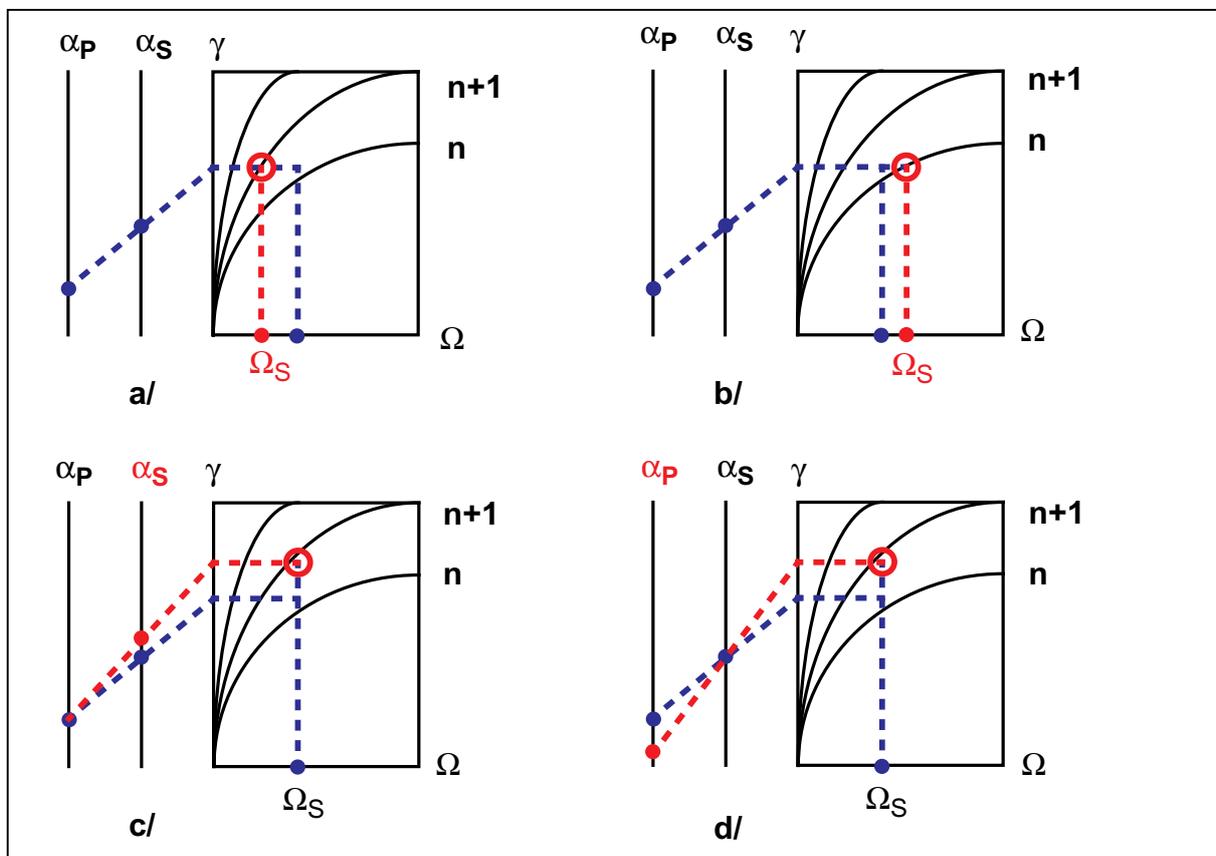
Dans le cas de la Figure II.13, on dispose des paramètres  $\alpha_s$ ,  $\alpha_p$  et  $\Omega_s$  pour déterminer l'ordre minimum du filtre. Pour cela, il suffit de tracer les 3 lignes pointillées bleues comme suit :

- la droite 1 passe par  $\alpha_s$  et  $\alpha_p$ ,
- la droite 2 est la verticale passant par  $\Omega_s$ ,
- la droite 3 est l'horizontale passant par l'intersection entre la droite 1 et l'axe des  $\gamma$ .

L'intersection entre les droites 2 et 3 définit l'ordre minimum du filtre. Pour cela, il suffit de prendre l'ordre correspondant à la courbe située au dessus de cette intersection.

Quelques lignes auparavant on parlait d'optimisation de filtre à partir de ces abaques. En effet, il est possible de réaliser des optimisations dès cette première étape sans même avoir défini les éléments du filtre.

Ainsi, il est possible d'agir sur la sélectivité, l'ondulation dans la bande de filtrage, le niveau de réjection hors bande, voir Figure II.14



**Fig. II.14: Optimisation du filtre par nomogramme.**

**a/ Augmentation de la sélectivité.**

**b/ Augmentation de la réjection au delà de la bande coupée.**

**c/ Augmentation de l'atténuation hors bande.**

**d/ Diminution de l'ondulation dans la bande.**

Les étapes précédentes sont importantes car elles permettent de déterminer notamment la fonction de filtrage à utiliser et l'ordre minimum du filtre pour satisfaire

aux spécifications. Ce n'est qu'une fois ces étapes franchies que la synthèse du filtre peut commencer.

### III.B. LA SYNTHÈSE DU FILTRE

Dans ce paragraphe, nous allons aborder l'étape ultime qu'est la synthèse du filtre permettant de définir l'architecture et les valeurs des éléments qui composent le circuit. Seul l'aspect filtre passe-bande symétrique sera abordé ici.

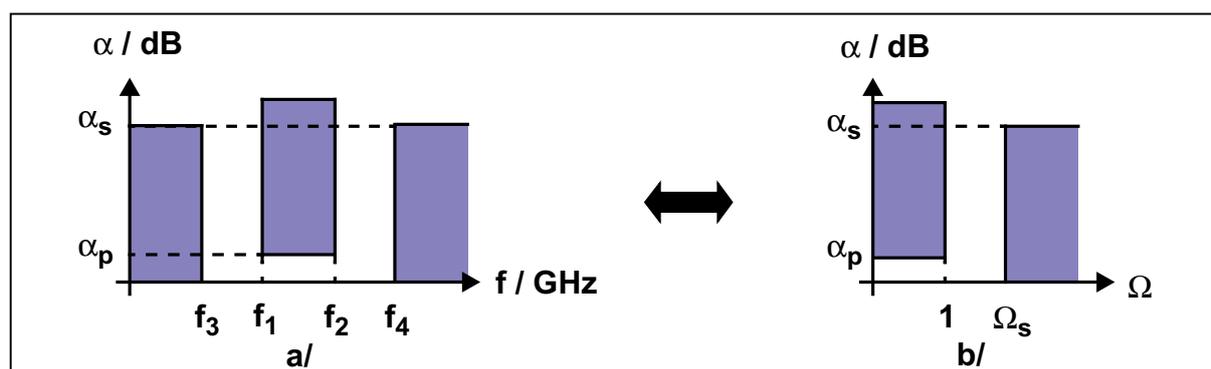
Dans une première partie, on utilisera un prototype passe-bas qui nous permettra par la suite d'obtenir le filtre passe-bande.

Par contre, la seconde partie fera appel au concept de couplage que nous détaillerons. Ce concept permet d'obtenir directement un filtre passe-bande et autorise quelques degrés de liberté. Il sera donc utilisé par la suite pour la synthèse d'un filtre accordable.

#### III.B.1. PROTOTYPE PASSE-BAS -> FILTRE PASSE-BANDE

Cette première solution permet, à partir d'un gabarit, d'obtenir une structure de filtre simple à base d'éléments passifs classiques (inductances, capacités) [II.7].

Nous devons donc pour cela disposer d'un gabarit passe-bande initial afin d'en extraire son prototype passe-bas :



**Fig. II.15: a/ Gabarit passe-bande. b/ Prototype passe-bas normalisé équivalent**

Cette étape subsidiaire est nécessaire car les filtres passe-bas sont les plus simples au niveau architecture et calcul. De plus, il existe des relations de transformations permettant le passage d'un filtre passe-bas à un filtre passe-haut ou

passé-bande Figure II.16, Figure II.17, Figure II.18. Donc seuls les filtres passe-bas sont tabulés.

Tout d'abord, nous avons besoin du gabarit de filtrage et des formules suivantes :

$$f_r = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad f_m = \sqrt{f_1 \times f_2}, \quad \Omega_s = \frac{f_4 - f_3}{f_2 - f_1} \quad (II.18)$$

$f_r$  : fréquence de référence ou fréquence centrale arithmétique.

$f_m$  : fréquence centrale géométrique.

En général,  $f_r = f_m$  (à l'ordre 1 en bande étroite).

$f_1$  et  $f_2$  définissent la bande passante du filtre.

$f_3$  et  $f_4$  définissent la bande coupée du filtre.

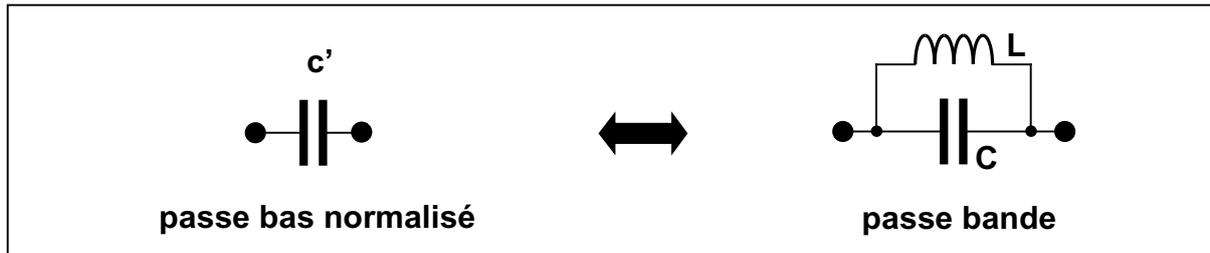
$\Omega_s$  : traduit la sélectivité du filtre.

Ensuite, grâce aux trois paramètres  $\alpha_s$ ,  $\alpha_p$ ,  $\Omega_s$  et au nomographe [II.7] approprié il est possible de déterminer l'ordre minimum de notre filtre.

Une fois l'ordre défini, d'autres abaques sont utilisés pour accéder aux valeurs normalisées des différents éléments du prototype passe-bas. Il faut savoir que la structure du prototype dépend de l'ordre et du type de réponse choisi : Butterworth, Tchebychev... L'ordre donne le nombre de cellules élémentaires du filtre et le type de réponse donne la disposition de ces cellules ainsi que les éléments passifs qui les constituent.

L'étape suivante concerne le passage du prototype passe-bas normalisé au filtre passe-bande grâce à une transformation de fréquence.

- Cas n°1 : équivalent passe bande d'une capacité.



**Fig. II.16: Equivalence capacité**

$$C = a \times c' \times C_r, L = \frac{L_r}{a \times c'} \quad (II.19)$$

$$\text{avec } L_r = \frac{R_r}{\omega_r}, C_r = \frac{1}{R_r \times \omega_r} \text{ et } a = \frac{f_m}{f_2 - f_1} \quad (II.20)$$

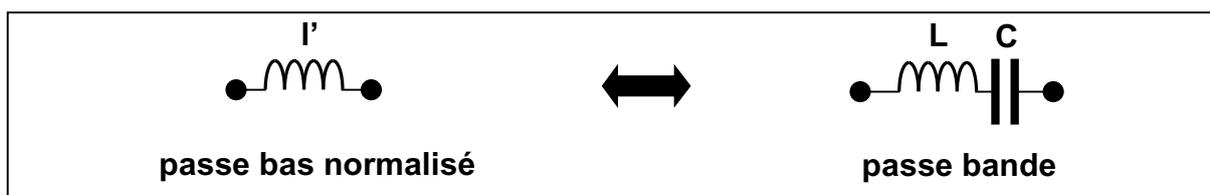
$L_r$  : inductance de référence.

$C_r$  : capacité de référence.

$R_r$  : impédance de référence (dans notre cas 50 ohms).

$1/a$  : largeur de bande relative.

- Cas n°2 : équivalent passe bande d'une inductance.



**Fig. II.17: Equivalence inductance**

$$C = \frac{C_r}{a \times l'}, L = a \times l' \times L_r \quad (II.21)$$

- Cas n°3 : équivalent passe bande d'un circuit résonant parallèle.

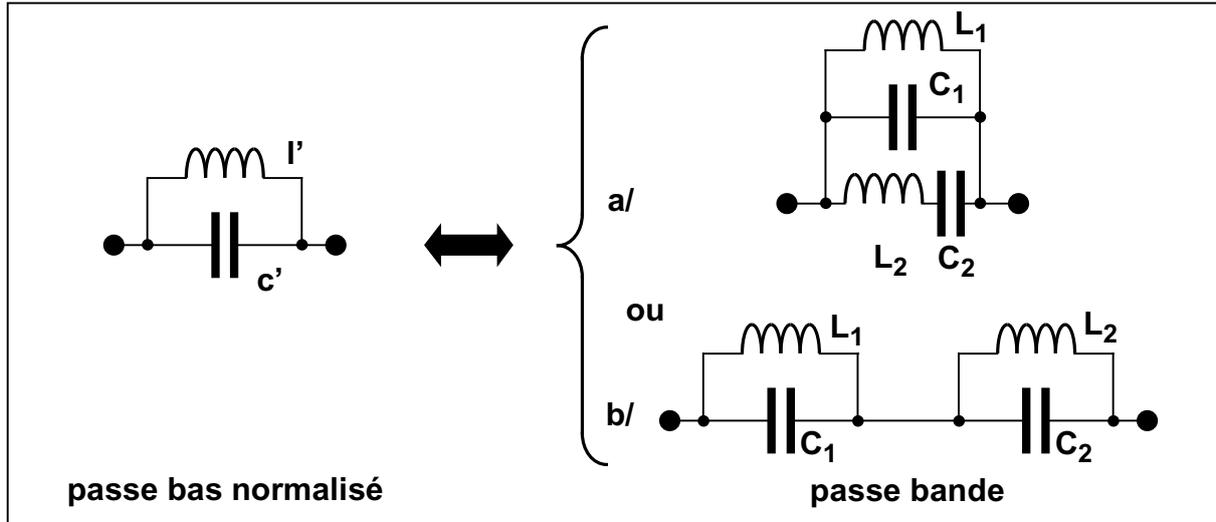


Fig. II.18: Equivalence circuit résonant LC

$$\text{a/ } C_1 = a \times c' \times C_r, L_1 = \frac{L_r}{a \times c'}, C_2 = \frac{C_r}{a \times l'}, L_2 = a \times l' \times L_r \quad (\text{II.22})$$

$$\text{ou b/ } C_1 = a \times c' \times C_r \times (1 + \Omega_m^2), L_1 = a \times l' \times L_r \times (1 + \Omega_m^2)$$

$$C_2 = a \times c' \times C_r \times (1 + \Omega_p^2), L_2 = a \times l' \times L_r \times (1 + \Omega_p^2) \quad (\text{II.23})$$

$$\text{avec } \Omega_p = \sqrt{1 + \left(\frac{\Omega_\infty}{2 \times a}\right)^2} + \frac{\Omega_\infty}{2 \times a}, \Omega_m = \sqrt{1 + \left(\frac{\Omega_\infty}{2 \times a}\right)^2} - \frac{\Omega_\infty}{2 \times a} \quad (\text{II.24})$$

$$\text{et } \Omega_\infty = \frac{1}{\sqrt{c' \times l'}} \quad (\text{II.25})$$

$\Omega_p$  : fréquence normalisée haute de la bande passante

$\Omega_m$  : fréquence normalisée basse de la bande passante

$\Omega_\infty$  : fréquence de résonance normalisée du circuit résonant passe bas.

- Cas n°4 : équivalent passe bande d'un circuit résonant série.

Le cas n°4 est en fait une combinaison du cas n°1 et du cas n°2. L'équivalent passe bande d'un circuit résonant série est par conséquent l'association d'un circuit résonant parallèle et d'un circuit résonant série.

Ainsi, grâce à ces formules de transformations qui ne sont ni plus ni moins que des transpositions de fréquence, on aboutit à une architecture de filtre passe bande.

### III.B.2. APPLICATION DE LA MÉTHODE À UN GABARIT WCDMA

Cette première solution semble attrayante, puisqu'aux vues des transformations passe-bas passe-bande il est possible de générer un circuit (Figure II.18 a/) pouvant s'apparenter au schéma équivalent d'un résonateur BAW (Figure II.20 b/). Nous avons donc explorée cette solution en appliquant un gabarit de type WCDMA extrait des filtres SAW de la société EPCOS [II.13] (Figure II.19).

Afin d'obtenir la réponse désirée, une fonction de type Cauer-Tchebychev est nécessaire car elle permet d'avoir une sélectivité plus importante que les autres fonctions à ordre équivalent.

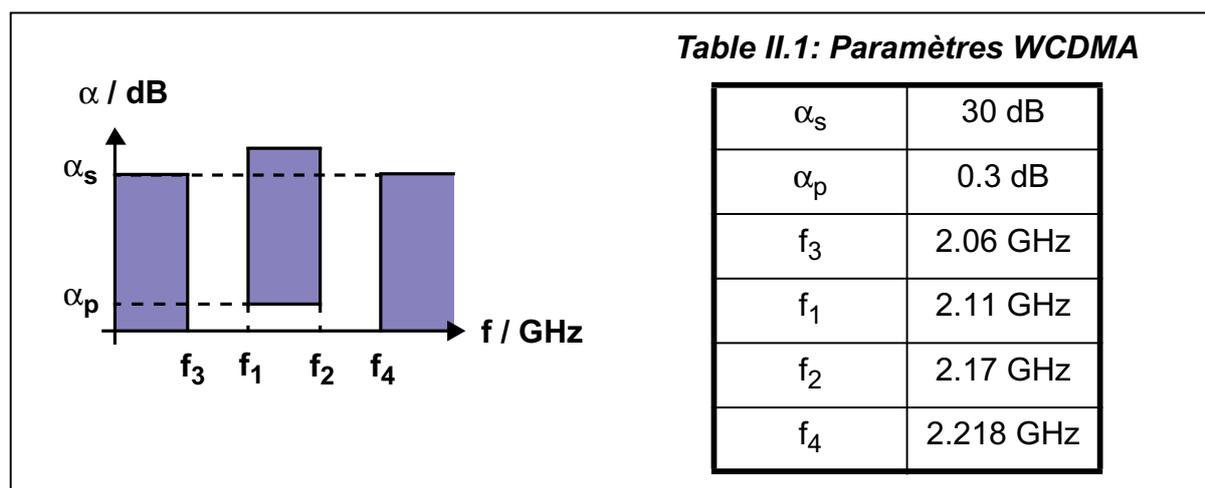
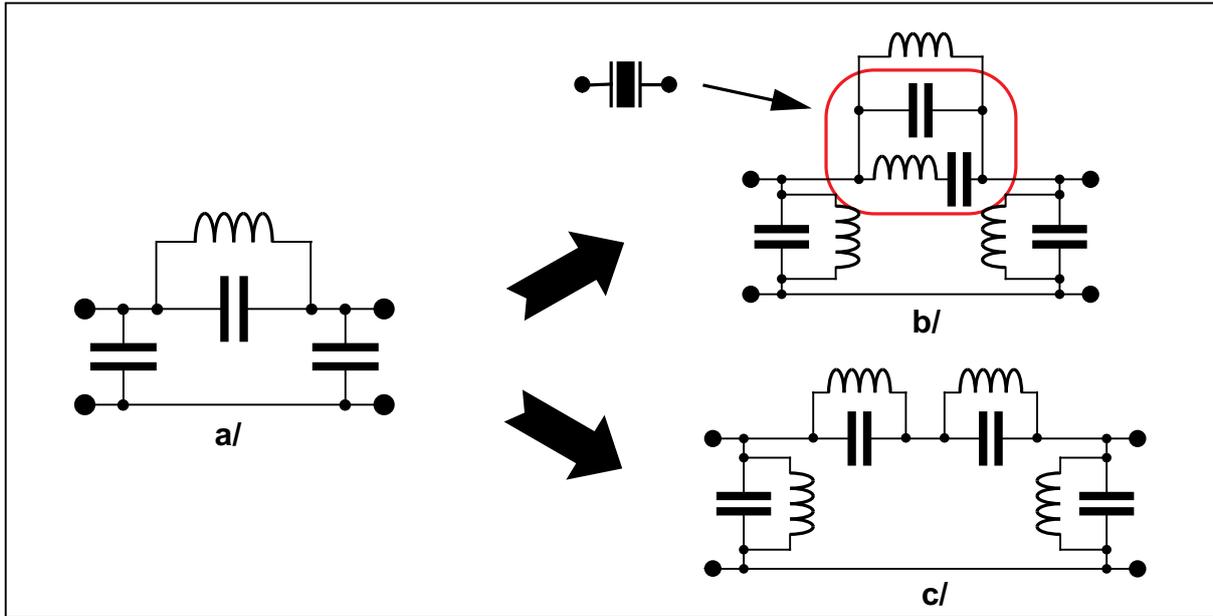


Fig. II.19: Gabarit WCDMA

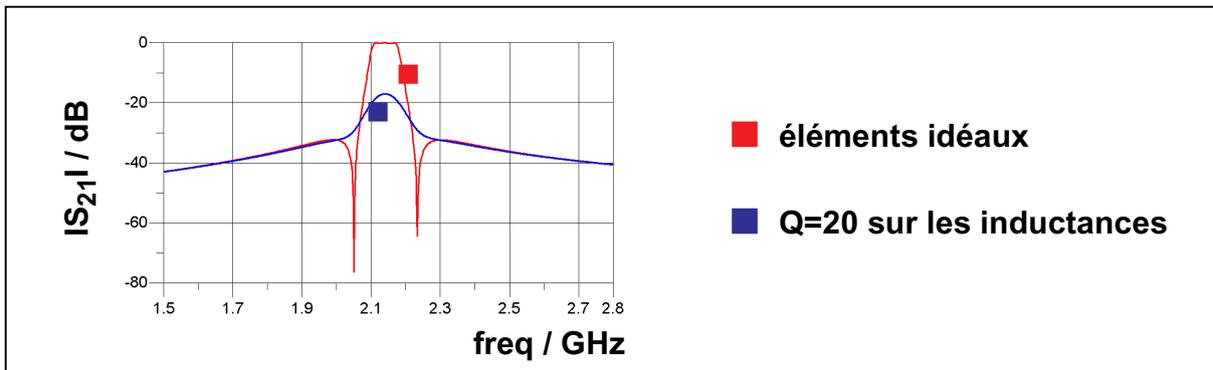
Ensuite, grâce au nomogramme approprié, l'ordre minimum du filtre peut être déterminé, soit dans ce cas un ordre 3. Une fois ces paramètres connus, il est possible de définir le schéma en éléments localisés du filtre passe bas normalisé à 3 pôles et par conséquent celui du filtre passe bande (Figure II.20).



**Fig. II.20: a/ Prototype passe-bas. b/, c/ Equivalents passe-bande**

Comme mentionné précédemment, la solution de la Figure II.20 b/ peut sembler intéressante à cause de la similitude avec le schéma électrique du résonateur BAW constitué par un circuit résonant série et une capacité en parallèle.

Le modèle obtenu grâce à cette méthode respecte parfaitement le gabarit initial lorsque les éléments sont idéaux (sans perte). Par contre, dès lors qu'on impose une partie résistive même très faible sur des éléments tels que les inductances, les résultats observés se dégradent très fortement Figure II.21.



**Fig. II.21: Résultats obtenus avec la première méthode de synthèse**

Le filtre obtenu serait efficace à condition de disposer d'éléments passifs (inductance, capacité) à très fort coefficients de qualité. Or ce n'est pas encore réalisable sur la technologie visée en ce qui concerne les inductances.

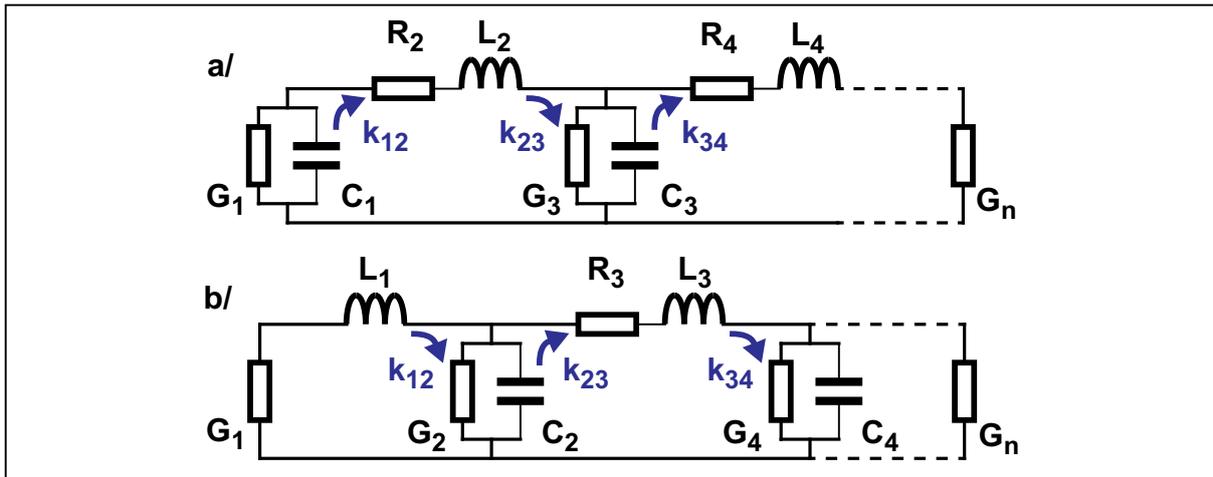
De plus, on ne peut introduire le modèle électrique du résonateur BAW. En effet, la rigidité de la méthode fige la structure et surtout les valeurs des éléments utilisés. Cette rigidité fait que les valeurs des éléments, définies suivant un protocole précis, ne sont pas en adéquation avec celles susceptibles de convenir pour le résonateur BAW. Ainsi, certains éléments ne peuvent être remplacés par le modèle électrique du résonateur BAW.

Malgré une méthode très puissante par sa simplicité et sa rapidité, la technologie employée actuellement ne permet pas d'obtenir des éléments passifs de qualité suffisante pour des applications hautes fréquences (ici 2.14 GHz).

Le paragraphe suivant va permettre de développer une solution annexe à base d'inverseurs d'impédance ou d'admittance. Cette solution permet de modifier la topologie du filtre afin de permettre l'intégration des résonateurs BAW.

### **III.B.3. CONCEPT DE COUPLAGES POUR LA SYNTHÈSE DE FILTRES PASSE-BANDE**

Cette seconde approche permet de réaliser les mêmes fonctions de filtrage et des schémas équivalents mais utilise la notion de coefficient de couplage introduite dans la théorie de synthèse des réseaux par Milton Dishal [II.7], [II.14] et fait appel à deux paramètres  $k$  (coefficient de couplage entre éléments réactifs) et  $q$  (coefficient de qualité de l'élément réactif). Le terme de couplage fait référence aux effets parasites d'un élément sur un autre et perd tout son sens dès que nous parlons de filtre polynomial car ces derniers sont le fruit d'une procédure mathématique bien définie.



**Fig. II.22: Illustration de la notion de couplage pour un filtre passe-bas**  
*a/ débutant par une capacité en parallèle,*  
*b/ débutant par une inductance en série.*

Les deux coefficients  $k$  et  $q$  sont en fait des coefficients normalisés par rapport à la pulsation de coupure à  $-3\text{dB}$   $\Omega_{3\text{dB}}$ .

- $q_i = \frac{\Omega_{3\text{dB}} \times L_i}{R_i} = \frac{\Omega_{3\text{dB}} \times C_i}{G_i}$  : coefficient de qualité de l'élément réactif  $i$ .

- $k_{ij} = \frac{\Omega_{ij}}{\Omega_{3\text{dB}}} = \frac{1}{\Omega_{3\text{dB}} \times \sqrt{L_{i,j} \times C_{j,i}}}$  : rapport entre la pulsation du circuit

résonnant composé des éléments  $i$  et  $j$  et la pulsation de coupure à  $-3\text{dB}$   $\Omega_{3\text{dB}}$ .

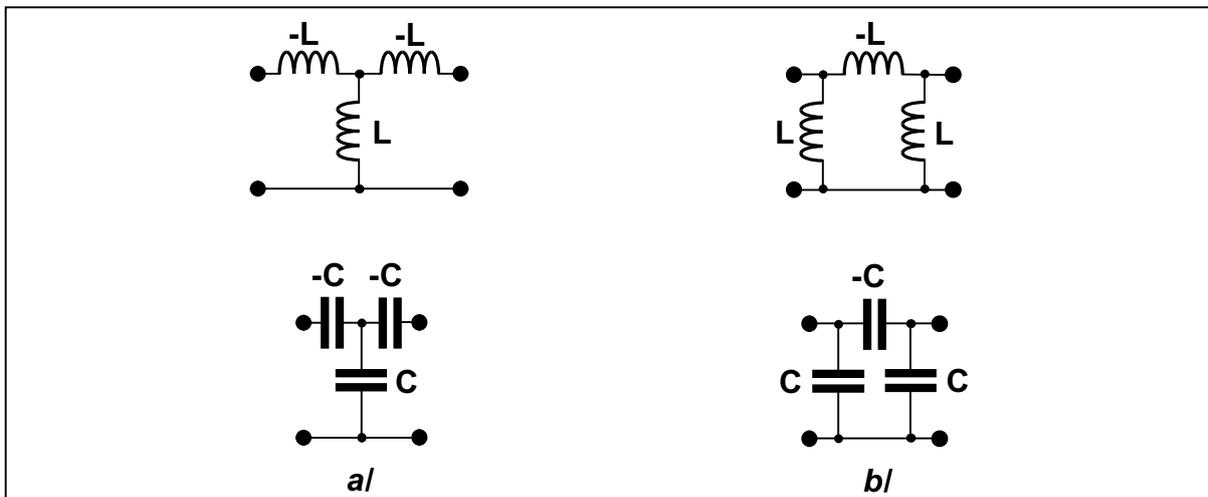
Le passage au filtre passe-bande s'effectue par adjonction de l'élément réactif dual en série ou en parallèle. Par exemple, dans le cas de la Figure II.22 a/, on va ajouter une capacité en série avec les inductances situées sur les branches séries du filtre et une inductance en parallèle avec les capacités situées sur les branches parallèles. La valeur de ces éléments ajoutés sera calculée à partir des équations (II-19) à (II-21).

On dispose aussi d'une variante qui ne nécessite pas de passer par un prototype passe bas. Pour cela, on utilise des résonateurs couplés selon deux possibilités. La première utilise des circuits résonants parallèles, situés sur les

branches parallèles, couplés par des éléments simples (inductance ou capacité) situés sur les branches séries et dont une ou les deux terminaisons sont des résistances. La deuxième est le dual avec des circuits résonants séries situés sur les branches séries, couplés par des éléments simples situés sur les branches parallèles.

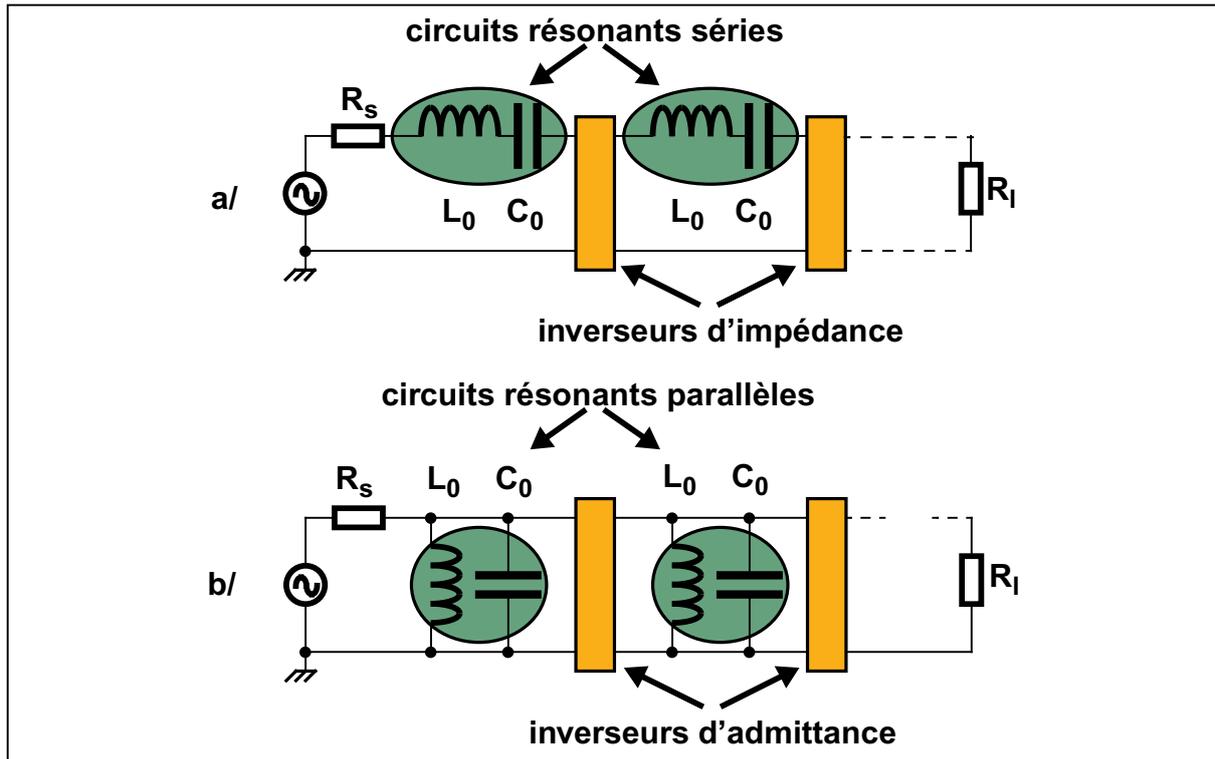
Le coefficient  $k$  représente dans ce cas le coefficient de couplage inter-résonateurs et le coefficient  $q$  représente l'adaptation entrée-sortie (résistance de source et de charge). La bande passante quant à elle est déterminée de manière prépondérante par le coefficient  $k$  alors que l'ondulation est déterminée par les deux coefficients  $k$  et  $q$ .

Afin de faciliter la résolution analytique, des réseaux de couplage idéalisés tels que des inverseurs d'impédance ou d'admittance, Figure II.23, sont couramment utilisés. Une des propriétés intéressantes de ces inverseurs est que l'on peut changer l'impédance du réseau de couplage sans changer la fréquence centrale du filtre et de cette manière ajuster la bande passante du filtre.



**Fig. II.23: a/ Inverseurs d'impédance. b/ Inverseurs d'admittance**

On peut ainsi utiliser n'importe lequel de ces inverseurs pour réaliser le couplage entre résonateurs et la fonction de filtrage.



**Fig. II.24: Schéma général d'un filtre à résonateurs couplés.**

**a/ Résonateurs séries + inverseurs d'impédance.**

**b/ Résonateurs parallèles + inverseurs d'admittance.**

Nous verrons par la suite que cette solution de synthèse est bien adaptée au type de filtre à réaliser car elle fait intervenir des circuits résonants et des inverseurs qui se manipulent facilement. En effet, les éléments dont la valeur est négative vont disparaître au profit du modèle électrique du résonateur BAW.

### III.C. CONCLUSION

Ce paragraphe sur les méthodes de synthèse de filtres LC n'a pas pour but d'être exhaustif. Il reflète uniquement le raisonnement que nous avons adopté par rapport à ces différentes techniques en vue des travaux qui étaient demandés.

C'est pour cela que seule la méthode des paramètres effectifs a été abordée. Cette dernière est plus souple d'utilisation car elle autorise plus de degrés de liberté. Ce qui dans le cas d'une réalisation telle qu'un filtre BAW accordable en fréquence est un atout majeur.

Parmi toutes les variantes de cette technique, le concept de couplage avec des résonateurs LC a été choisi à cause de son aspect paramétrable. Son application à notre étude sera détaillée dans le prochain chapitre avec notamment la manière d'introduire le modèle électrique du résonateur BAW ainsi que la façon de réaliser l'accord en fréquence.

## IV. CONCLUSION

Ce chapitre reprend de façon non exhaustive les techniques de synthèse de filtres classiques LC ainsi que les principaux filtres BAW.

En ce qui concerne la synthèse de filtres classiques, seule la technique des paramètres effectifs a été mise en évidence, la technique des paramètres images étant plus figée et moins adaptée à nos travaux. Cette étude a permis de cibler un aspect particulier qui est le concept de couplage entre circuits résonants. Ce concept est particulièrement bien adapté à l'utilisation de résonateurs BAW dans des circuits de filtrage.

D'un autre côté, plusieurs topologies de filtres BAW sont couramment utilisées et publiées, telles que ladder, lattice, ladder-lattice, SCF et CRF. Toutefois, tous ces filtres ne permettent pas l'accord en fréquence qui fait l'objet des travaux de thèse.

C'est pour cela, qu'il est nécessaire de bien prendre en compte ces deux aspects qui sont :

- la synthèse de filtres classiques LC,
- les filtres BAW actuels,

afin d'adapter une méthode de synthèse en fonction du type de résonateurs BAW choisis.

Ceci fait l'objet du chapitre suivant dans lequel est présentée une méthode de synthèse de filtre BAW accordable en fréquence.

---

## V. BIBLIOGRAPHIE

- [II.1] - K.M. Lakin, "Thin Film BAW Filters for Wide Bandwidth and High Performance Applications", IEEE MTT-S Digest, 2004
- [II.2] - K.M. Lakin, "Modeling of Thin Film Resonators and Filters", IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 149-152, 1992
- [II.3] - K.M. Lakin, "Equivalent Circuit Modeling of Stacked Crystal Filters", Proc. 35<sup>th</sup> Annual Freq. Control Symp., pp. 257-262, 1981
- [II.4] - G.G. Fattinger, et al., "Coupled Bulk Acoustic Wave Resonator Filters : Key Technology for Single-to-Balanced RF Filters", IEEE MTT-S Digest, pp. 927-929, 2004
- [II.5] - K.M. Lakin, "Coupled Resonator Filters", IEEE Ultrasonics Symposium, 2002
- [II.6] - A. A. Shirakawa, et al., "A high isolation and high selectivity ladder-lattice BAW-SMR filter", EuMC 2006
- [II.7] - Anatol I.Zverev, "Handbook of Filter Synthesis", Wiley, 1967
- [II.8] - A. B. Williams, F. J. Taylor, "Electronic filter design handbook : LC, active and digital filters", McGraw-Hill, 1988
- [II.9] - H. Dedieu, et al., "Traité d'électricité : Filtres électriques", Presses polytechniques et universitaires romandes, 3<sup>ème</sup> édition, 1996
- [II.10] - J. D. Rhodes, "Theory of electrical filters", Wiley, 1976
- [II.11] - C. K. Hruska, "Nonlinear constants of quartz thirty years after the first nonlinear elastic tensor", IEEE Int. Frequency Control Symp., pp. 179-182, 1996
- [II.12] - C.A. Coral, C.S. Lindquist, "Design for Optimum Classical Filters", IEEE Proc. Circuits Devices Syst., vol. 149, n° 516, 2002

[II.13] - EPCOS, "SAW components : SAW RX WCDMA band 1",  
[www.epcos.com/inf/40/dsmc/B411.pdf](http://www.epcos.com/inf/40/dsmc/B411.pdf)

[II.14] - R. G. Kinsman, "Crystal filters : Design, manufacturing and application",  
Wiley, 1986



# CHAPITRE III

## FILTRE BAW ACCORDABLE

---

---

### I. INTRODUCTION

Ce chapitre fait donc référence au travail effectué sur la synthèse de filtres BAW accordables en fréquence. Il présente une méthode de synthèse basée sur la méthode des paramètres effectifs et plus particulièrement sur le concept de couplage.

### II. SYNTHÈSE D'UN FILTRE BAW EN ÉCHELLE ACCORDABLE EN FRÉQUENCE

#### II.A. SPÉCIFICATIONS UTILISÉES

Le but de ces travaux est de proposer des architectures de filtres permettant de répondre aux exigences :

- d'ajustement de la réponse en fréquence du filtre en raison des dérives liées aux procédés technologiques et / ou à la température,
- d'aspect multi bandes (GSM, WCDMA,...) qui représente à lui seul un challenge pour offrir une solution finale "tout intégré".

Ces deux points représentant deux parties du travail bien distinctes, l'aspect multi bande a été dans un premier temps écarté afin de se consacrer au but premier qui est l'ajustement en fréquence.

C'est pour cette raison que seul le standard WCDMA a été choisi pour réaliser cette étude. Ce choix est arbitraire et ne représente pas une fin en soi puisque le but ultime est de réaliser, par la suite, un filtre ajustable et multi standard.

Pour cela, le gabarit WCDMA des filtres SAW de la société EPCOS [III.1] (Figure III.1) a été pris pour référence afin de démontrer l'intégration d'un filtre BAW accordable en lieu et place des actuels filtres SAW.

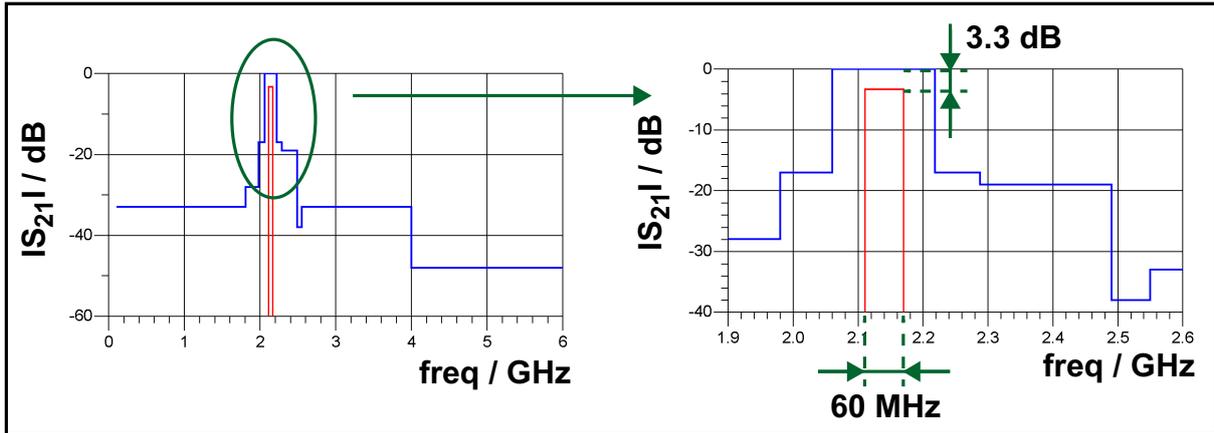


Fig. III.1: Gabarit WCDMA EPCOS [III.1]

f / GHz	0	1.805	1.980	2.060	2.218	2.288	2.490	2.550	4	6
S <sub>21</sub>   / dB	-33		-17		-17		-38		-48	
		-28		0		-19		-33		

Table III.1: Gabarit de la bande coupée

Ce gabarit sera donc utilisé par la suite pour évaluer les différentes structures de filtre BAW accordable en fréquence.

## II.B. SYNTHÈSE DU FILTRE BAW ACCORDABLE

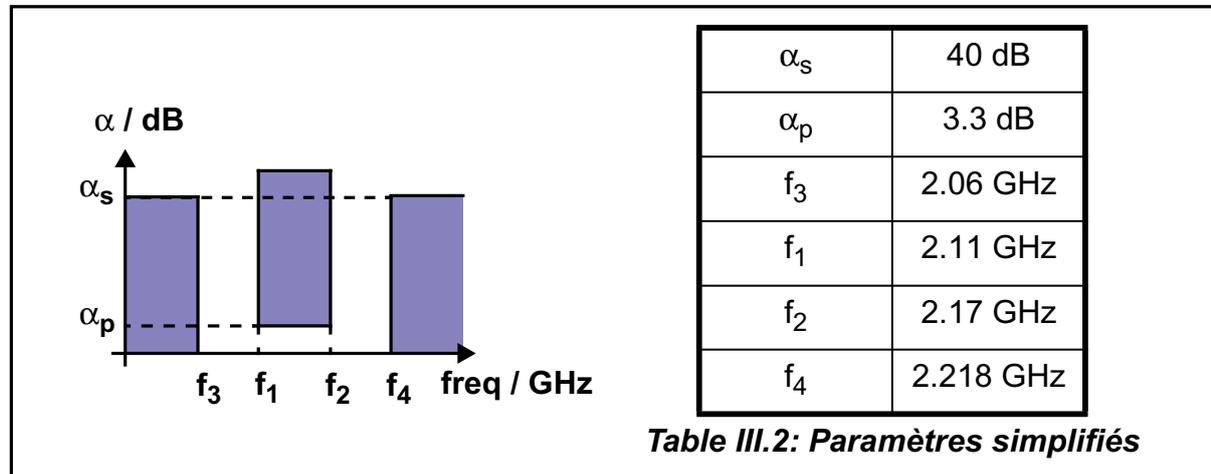
Comme mentionné dans le chapitre précédent, cette méthode de synthèse fait référence aux paramètres effectifs et au concept de couplage.

Pour cela, les conditions initiales suivantes doivent être définies préalablement

- type de la réponse désirée (Butterworth, Tchebychev, etc...),
- valeur de l'ondulation dans la bande passante,
- largeur de la bande passante,
- fréquence centrale,
- nombre de pôles ou nombre de résonateurs,
- valeur de la self des circuits résonants.

Ces paramètres sont fixés dès le départ par le concepteur.

Ne pouvant tenir compte pour la synthèse du filtre du gabarit complet donné par la Figure III.1, un gabarit simplifié sera utilisé par la suite.



**Fig. III.2: Gabarit simplifié de l'affaiblissement du filtre passe-bande**

La première étape consiste à choisir le type de réponse permettant de respecter le gabarit fixé. Etant donné le caractère très sélectif du filtre, nous avons décidé d'opter pour une réponse de type Tchebychev autorisant une réjection plus importante que Butterworth.

La deuxième étape consiste à déterminer le nombre de pôles de la réponse passe bas équivalente qui correspond en fait à l'ordre du filtre. Pour cela, nous utilisons le nomogramme approprié et les paramètres du gabarit  $\alpha_s$  et  $\alpha_p$ .

Nous avons procédé à l'étude des ordres 2 jusqu'à 5 et nous sommes arrivés aux conclusions suivantes :

- les ordres 2 et 3 sont insuffisants car la bande passante et la sélectivité sont trop faibles,
- l'ordre 4 satisfait à toutes les conditions initiales,
- l'ordre 5 ne semble pas être nécessaire car il n'apporte rien de plus que l'ordre 4 si ce n'est un degré de complexité supérieur.

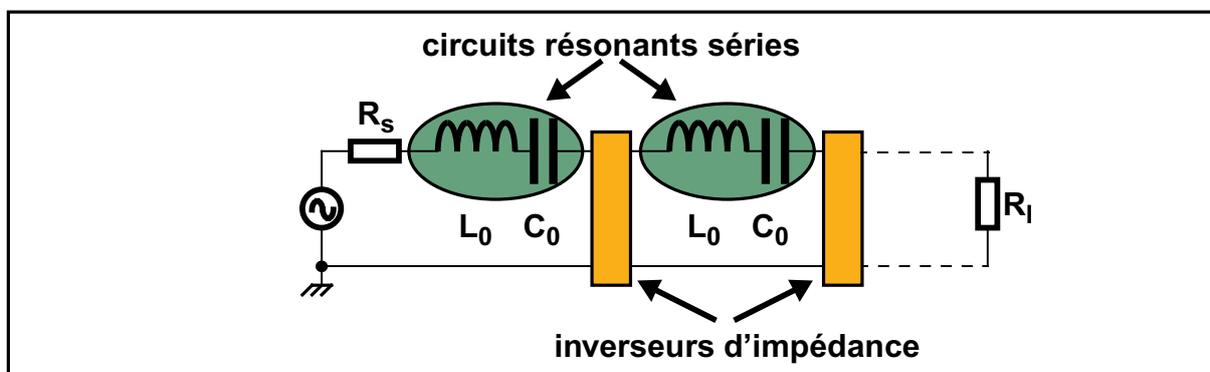
C'est pourquoi nous n'avons détaillé que l'étude faite à l'ordre 4 sachant que la méthode employée est absolument identique quelque soit l'ordre ou le type de réponse choisis.

Nous sommes donc partis sur une réponse de type Tchebychev d'ordre 4 avec 0.1 dB d'ondulation, une fréquence centrale initiale de 2.14 GHz, une valeur de self pour les résonateurs de 65 nH (cette valeur a été déterminée d'après des mesures faites sur divers résonateurs BAW dont les fréquences de résonance si situent autour de 2.14 GHz) et une bande passante initiale de 80 MHz (bande plus large que le gabarit).

Une fois les paramètres initiaux déterminés, il faut choisir la topologie générale du filtre.

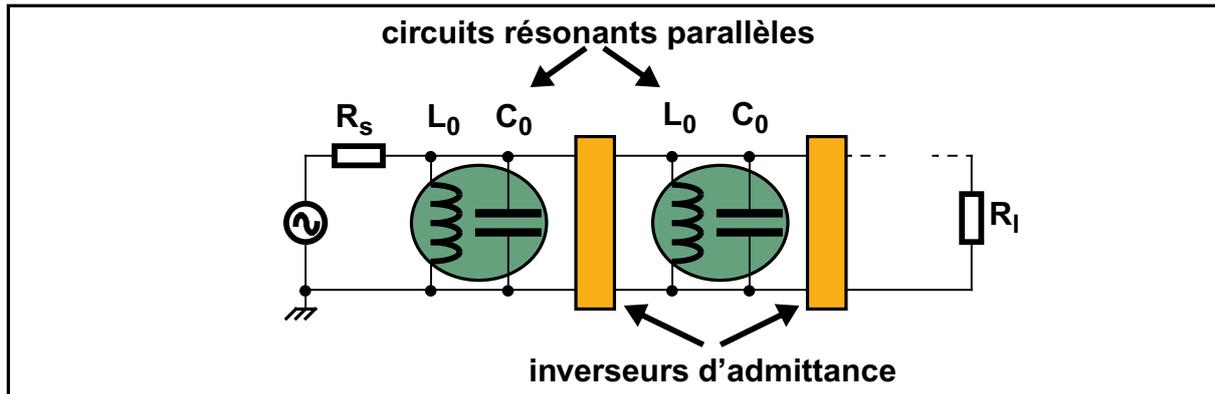
En effet, la méthode des résonateurs couplés permet d'obtenir deux topologies de base différentes :

- une structure avec des circuits résonants séries et des inverseurs d'impédance (Figure III.3),



**Fig. III.3: Filtre avec résonateurs séries et inverseurs d'impédance**

- une structure avec des circuits résonants parallèles et des inverseurs d'admittance (Figure III.4).



**Fig. III.4: Filtre avec résonateurs parallèles et inverseurs d'admittance.**

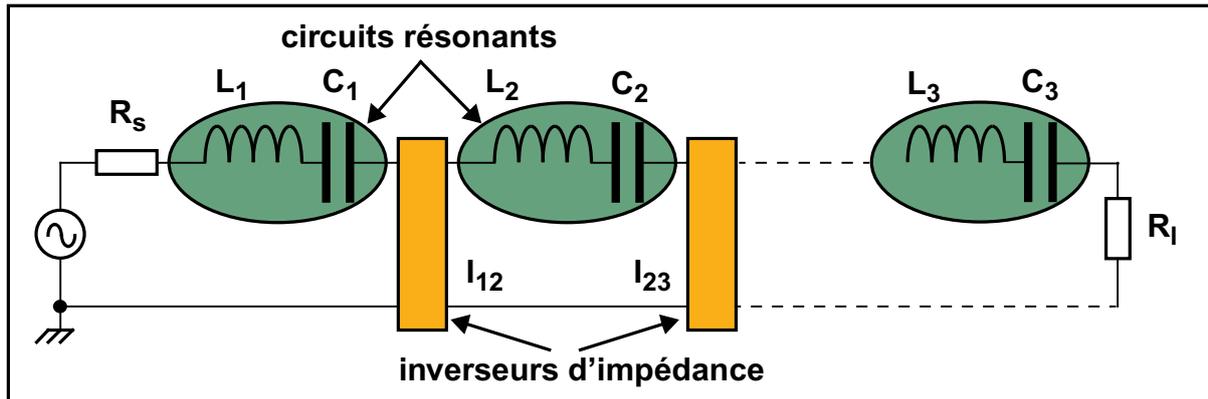
De plus, dans le cas de ces deux solutions, les inverseurs peuvent être choisis de façon indépendante. C'est à dire qu'on peut utiliser un inverseur capacitif ou inductif de façon aléatoire et ainsi obtenir une structure mixte.

### **II.B.1. PREMIÈRE STRUCTURE : UTILISATION DE CIRCUITS RÉSONNANTS SÉRIES ET D'INVERSEURS D'IMPÉDANCE**

Afin de réaliser une étude détaillée, nous avons simulé les quatre topologies possibles de couplage en utilisant des inverseurs d'impédance différents dans le cas de circuits résonants séries :

- couplage selfique (inverseurs d'impédance selfiques),
- couplage capacitif (inverseurs d'impédance capacitifs),
- couplage mixte L-C-L (inverseurs d'impédance selfiques et capacitifs),
- couplage mixte C-L-C (inverseurs d'impédance capacitifs et selfiques).

Ces différentes topologies sont résumées sur le schéma de la Figure III.5.



**Fig. III.5: Filtres  $n$  pôles utilisant des résonateurs séries et des inverseurs d'impédance**

Afin de déterminer les valeurs des éléments du filtre (inverseurs, résistances  $R_s$  et  $R_l$  et circuits résonants), nous devons dans un premier temps définir les conditions initiales nécessaires à la conception du filtre BAW WCDMA :

- le coefficient de qualité des circuits résonants (ces coefficients sont assimilés au coefficient de qualité d'un résonateur BAW) :  $Q_0 = 600$  à  $1000$  à  $f = 2.14$  GHz,
- la bande passante du filtre :  $BP = 80$  MHz,
- la fréquence centrale du filtre :  $f_m = 2.14$  GHz,
- la valeur de l'inductance des circuits résonants :  $L_m = 65$  nH,
- le type de réponse : Tchebychev,
- l'ordre du filtre :  $n = 4$ ,
- l'ondulation dans la bande :  $0.1$  dB,
- les paramètres du gabarit :  $\alpha_s = 40$  dB et  $\alpha_p = 3.3$  dB.

Ces conditions initiales permettent dans un deuxième temps de déterminer les paramètres  $q_1$  et  $q_n$ , les conductances d'entrée et de sortie normalisées, et  $k_{i,i+1}$ , les coefficients de couplage inter-résonateurs, tout ceci à l'aide de tables présentes dans la littérature [III.2].

Enfin, les valeurs des éléments du schéma équivalent du filtre sont calculées grâce aux coefficients  $q_1$ ,  $q_n$ ,  $k_{i,i+1}$  et aux formules de passage ci-dessous.

Les coefficients de qualité extérieurs  $Q_1$  et  $Q_n$  sont respectivement rattachés à  $q_1$  et  $q_n$  et donc à  $R_S$  et  $R_L$ .

$$Q_1 = \frac{q_1 \times f_m}{BP} \quad R_s = \frac{X_1}{Q_1}$$

$$Q_n = \frac{q_n \times f_m}{BP} \quad R_L = \frac{X_n}{Q_n} \quad n \text{ représente en fait l'ordre du filtre}$$

$$\text{avec } X_i = L_i \times 2 \times \pi \times f_m \quad C_i = \frac{1}{L_i \times (2 \times \pi \times f_m)^2}$$

Les coefficients de couplage  $k_{i,i+1}$  sont reliés aux éléments constituant les inverseurs d'impédance.

$$X_{i,i+1} = \frac{k_{i,i+1} \times BP \times \sqrt{X_i \times X_{i+1}}}{f_m} \quad \text{pour } i = 1 \text{ à } n-1$$

$$L_{i,i+1} = \frac{X_{i,i+1}}{2 \times \pi \times f_m} \quad \text{pour les inverseurs inductifs}$$

$$C_{i,i+1} = \frac{1}{L_{i,i+1} \times (2 \times \pi \times f_m)^2} \quad \text{pour les inverseurs capacitifs}$$

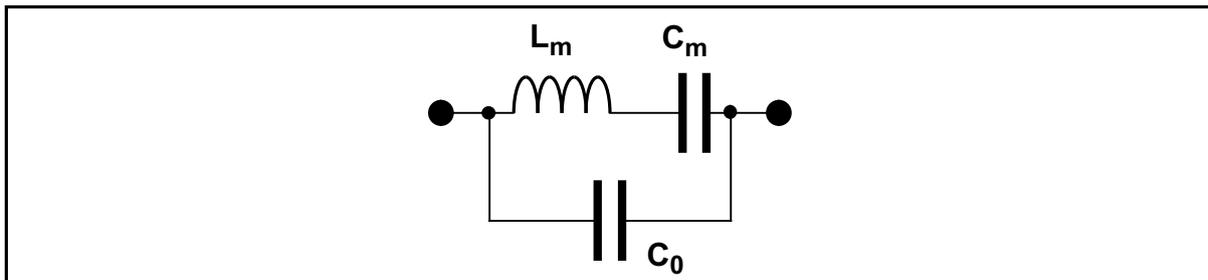
Dans le cas précis qui nous concerne, le choix s'est porté sur une structure pour laquelle tous les circuits résonants sont identiques par soucis de symétrie. Ce point sera abordé par la suite et on comprendra mieux la nécessité d'avoir une structure symétrique.

Une fois ces éléments extraits, la structure de base (Figure III.7 a/) peut être simplifiée en incluant les selfs et capacités négatives présentes dans les inverseurs aux autres éléments  $L_1$  et  $C_1$  (Figure III.7 b/) de façon à obtenir une structure finale sans élément négatif.

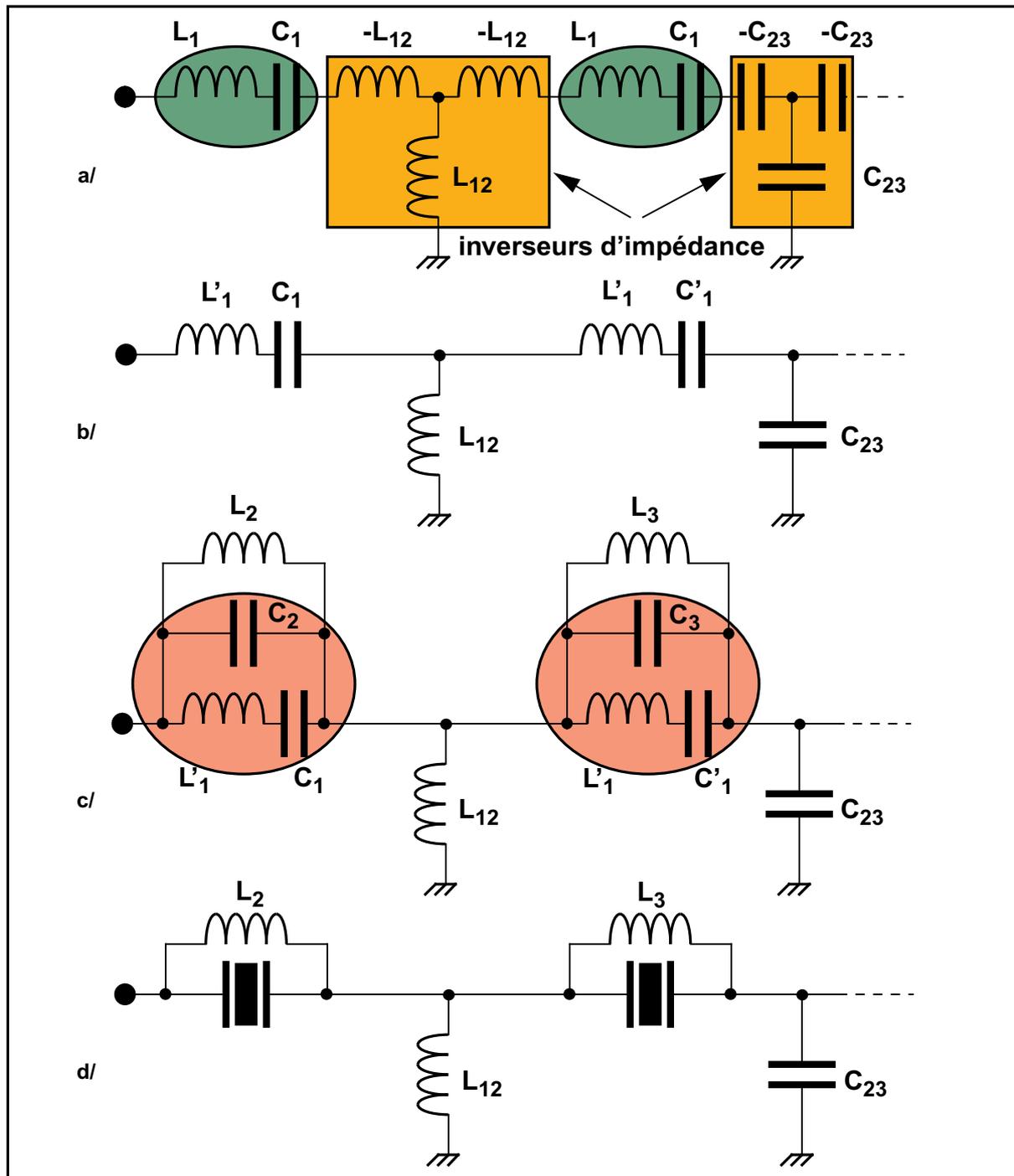
L'étape suivante marque le croisement entre la méthode de synthèse classique et la synthèse d'un filtre BAW accordable. Cette dernière consiste à faire apparaître le schéma équivalent associé au résonateur BAW.

### II.B.1.A. INTRODUCTION DU RÉSONATEUR BAW

Pour effectuer cette opération, on remarquera que la structure du filtre en éléments localisés (Figure III.7 b/) disposent de circuits résonants séries auxquels il suffit d'ajouter une capacité en parallèle pour faire apparaître le modèle BVD des résonateurs BAW (Figure III.6). Cette opération modifie par conséquent le schéma équivalent initial (Figure III.7 a/) du filtre. Cependant l'ajout d'une inductance en parallèle avec cette capacité permet de former un circuit résonant parallèle (Figure III.7 c/) calé sur la fréquence centrale du filtre. Ainsi, l'opération devient transparente autour de la fréquence centrale du filtre.



*Fig. III.6: Modèle électrique BVD d'un résonateur BAW*



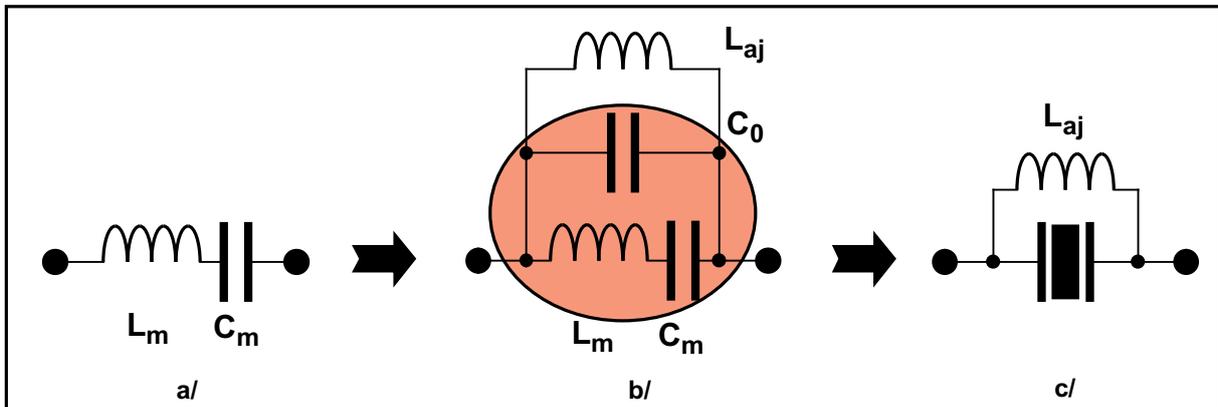
**Fig. III.7: Etapes de transformation. a/ Structure initiale avec inverseurs d'impédance. b/ Elimination des inductances et capacités négatives. c/ Ajout d'éléments permettant la mise en évidence du modèle du résonateur. d/ Structure avec résonateur BAW.**

La capacité mise en parallèle sera calculée en fonction des capacités des circuits résonants séries grâce à la formule connue des résonateurs BAW qui lie  $C_m$  et  $C_0$  (Figure III.6) :

$$C_m = \frac{8}{\pi^2} \times kt^2 \times C_0 \quad (III.1)$$

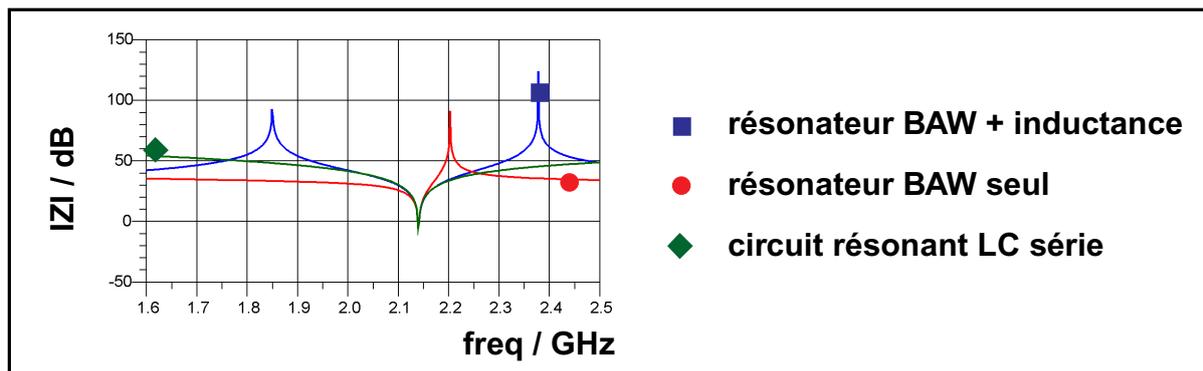
$kt^2$  : coefficient de couplage électromécanique du matériau piézoélectrique

Afin de vérifier que cette démarche est correcte, nous avons étudié la valeur de l'impédance d'entrée du résonateur à chaque étape de la transformation (Figure III.8).



**Fig. III.8: Transformation du circuit résonant LC série.**

On vérifie ainsi que l'ajout de la self élimine l'anti-résonance de la bande passante du filtre (Figure III.9). En fait, l'inductance permet de la repousser hors de la bande de fonctionnement du filtre. L'inconvénient est qu'elle génère également une seconde anti-résonance à droite de la résonance. Dans notre cas ceci ne représente pas un réel problème puisque ces deux fréquences sont bien en dehors de la bande utile. Par contre, cela pourrait devenir un inconvénient dans le cas d'une application Ultra Large Bande.



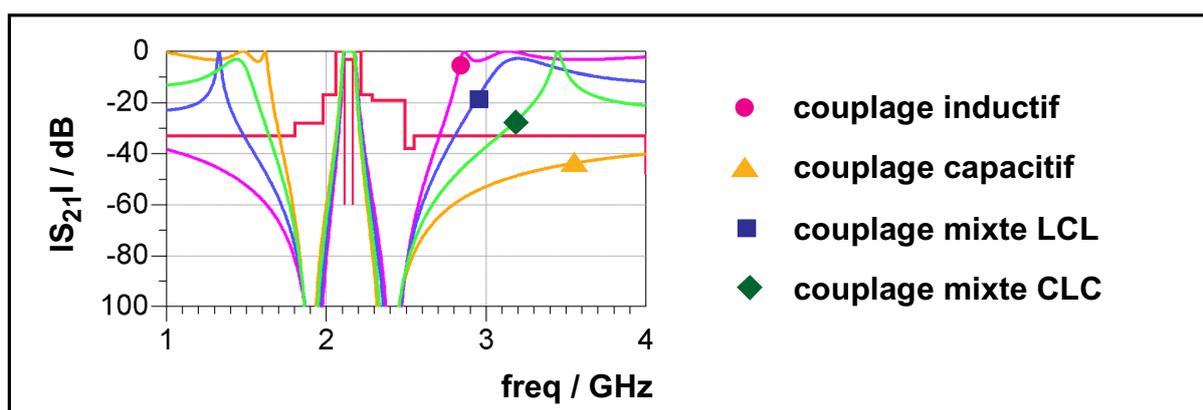
**Fig. III.9: Résultats de simulation de la transformation Figure III.8**

Ceci valide donc notre étape de transformation et démontre le fait que le nouveau circuit résonant composé par le résonateur BAW et l'inductance en parallèle est équivalent à un circuit résonant LC série dans la bande utile du filtre et même au delà.

### II.B.1.B. CHOIX DES INVERSEURS D'IMPÉDANCE

Le choix des inverseurs d'impédance dépend de l'atténuation hors bande désirée car ces derniers peuvent être utilisés de façon arbitraire.

Des simulations du filtre pour les quatre types de couplage possibles ont donc été effectuées (Figure III.10):



**Fig. III.10: Résultats de simulation pour le choix des inverseurs d'impédance**

Comme le montre ce comparatif, les quatre couplages respectent parfaitement le gabarit dans la bande passante du filtre. Par contre, des différences flagrantes apparaissent en dehors de celle-ci.

En effet, le couplage inductif laisse passer le signal haute fréquence à cause de la forte impédance présentée par les inductances de couplages à ces fréquences. En revanche le phénomène est inverse aux basses fréquences car l'impédance présentée est faible. Ceci pose donc un problème car de façon générale, l'atténuation hors bande est un point très important dans les normes WCDMA, WLAN ou encore GSM pour ne pas perturber les bandes de fréquences adjacentes et également pour dissocier la partie émission de la partie réception.

Les capacités de couplage quant à elles présentent une forte impédance aux basses fréquences ce qui génèrent une forte remontée.

Les couplages mixtes LCL et CLC sont un mélange des deux cas précédents. En effet, des remontées hors bande, plus ou moins atténuées, apparaissent de part et d'autre de la bande passante.

Le choix n'est par conséquent pas évident car aucune de ces solutions ne permet de satisfaire le gabarit fixé. Toutefois, la possibilité de faire évoluer le filtre en échelle vers un filtre en treillis devrait permettre de s'affranchir de ces problèmes de remontées hors bande.

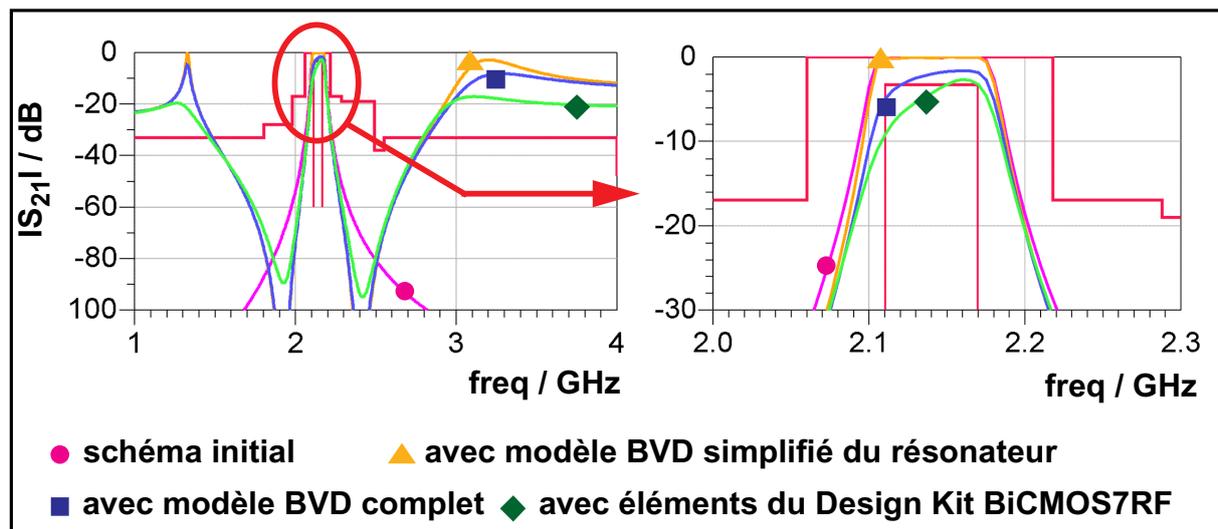
Dans cet objectif, certains cas peuvent d'ores et déjà être écartés. Tout d'abord le couplage purement inductif car les inductances réalisables sur silicium ont un faible coefficient de qualité et occupent une surface importante. Ensuite le couplage purement capacitif car dans ce cas les circuits résonants série devraient absorber deux valeurs de capacité négatives provenant des inverseurs ce qui conduirait à une valeur de capacité finale négative. Le circuit résonant série ainsi obtenu ne pourrait être remplacé par l'association résonateur BAW + inductance parallèle. Seuls les couplages mixtes peuvent conduire à une réalisation de filtre.

La suite de la démonstration montre que le choix s'oriente vers le couplage mixte LCL car l'évolution du filtre en échelle vers un filtre en treillis permet d'éliminer les inductances de couplage du schéma équivalent du filtre. De plus, le passage au filtre en treillis va permettre de s'affranchir des remontées hors bande observées sur le filtre en échelle au détriment de la sélectivité.

### II.B.1.C. SYNTHÈSE ET PREMIÈRE OPTIMISATION DU FILTRE DANS LE CAS D'UN COUPLAGE MIXTE LCL

Afin de bien se rendre compte de l'efficacité de la méthode, nous avons comparé les résultats obtenus après chaque modification du montage de base dans le cas d'un couplage mixte LCL (Figure III.11) :

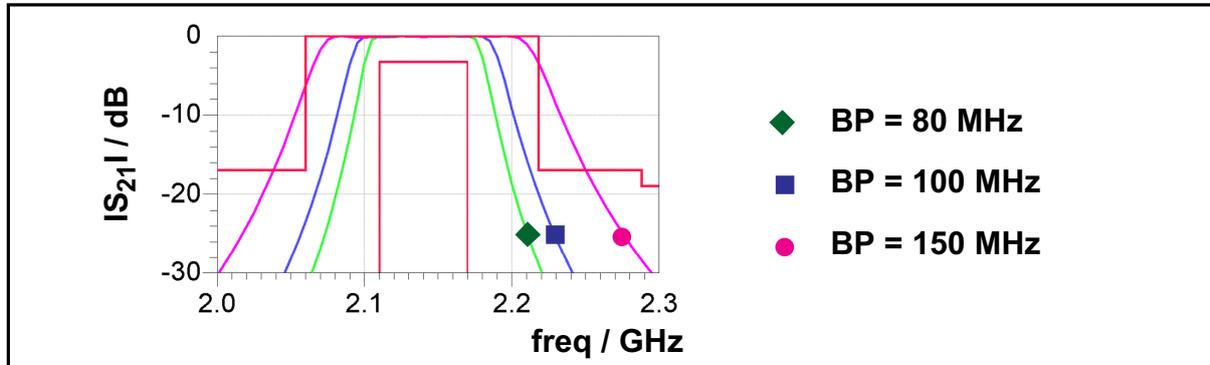
- schéma initial de base (circuit résonant LC + inverseurs d'impédance),
- schéma avec modèle électrique simplifié du résonateur,
- schéma avec modèle électrique complet du résonateur,
- schéma avec éléments réels (modèle électrique complet du résonateur + éléments passifs réels :  $Q_{self} \# 13$  et  $Q_{capa} \# 80$ ).



**Fig. III.11: Résultats de simulation des différents étapes de la méthode de synthèse**

Les valeurs des éléments, aussi bien idéaux que réels, ont été déterminées de manière théorique et les résultats observés Figure III.11 proviennent des différents schémas utilisant ces valeurs. On remarque par ailleurs que la bande passante se dégrade avec la précision des modèles. Toutefois, les valeurs des différents éléments peuvent être optimisées de manière à respecter le gabarit dans la bande.

Par conséquent, il peut être judicieux de partir avec une bande passante plus large (Figure III.12) même si elle ne respecte pas le gabarit avec les éléments idéaux de manière à faciliter le passage aux éléments réels.



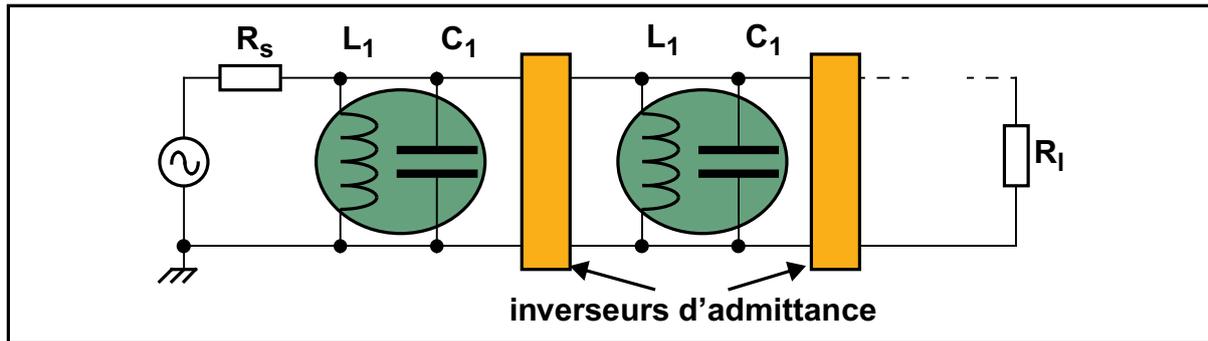
**Fig. III.12: Résultats de simulation pour différentes largeurs de bande passante**

Pour la suite de l'étude, une bande passante théorique initiale de 100 MHz a été choisie afin d'avoir un peu plus de flexibilité. Ceci permet de respecter le gabarit et autorise quelques variations au niveau de la fréquence centrale, de la bande passante et des pertes d'insertion.

Ceci clôture la première partie de la synthèse du filtre passe bande à accès simple constitué de résonateurs BAW. Le paragraphe suivant concerne la synthèse de filtre utilisant des circuits résonants parallèles.

### **II.B.2. DEUXIÈME STRUCTURE : UTILISATION DE CIRCUITS RÉSONNANTS PARALLÈLES ET D'INVERSEURS D'ADMITTANCE**

Concernant cette deuxième approche des inverseurs d'admittance seront utilisés car les circuits résonants initiaux sont en parallèles (Figure III.13).



**Fig. III.13: Filtre utilisant des circuits résonants parallèles et des inverseurs d'admittance**

Comme pour la première structure, différents types d'inverseurs peuvent être envisagés. Toutefois, nous ne détaillerons pas cette approche car elle a très vite été abandonnée du fait de la difficulté de remplacer les circuits résonants par des résonateurs BAW.

De plus, cette topologie ne permet pas de faire évoluer le filtre en échelle vers un filtre en treillis.

## II.C. CONCLUSION

Cette méthode de synthèse qui modélise les couplages à l'aide d'inverseurs d'impédance ou d'admittance permet de générer une topologie de filtre à partir d'un gabarit de manière simple et rapide. De plus, elle permet de décliner plusieurs topologies aux comportements différents qu'il convient de choisir suivant l'application visée.

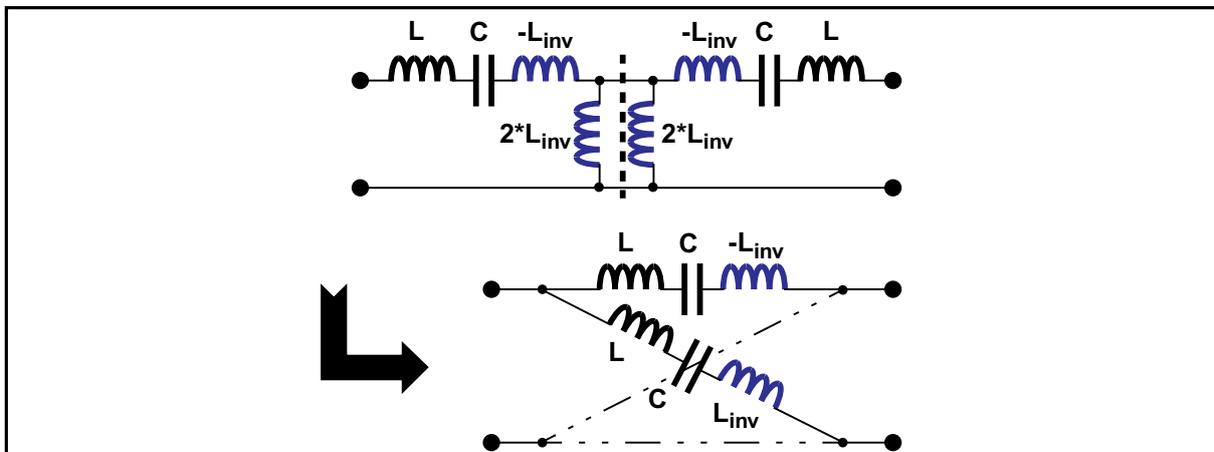
L'avantage de cette méthode réside dans la possibilité d'un remplacement des éléments passifs résonants par des résonateurs BAW à fort coefficient de qualité. Les résultats obtenus sont encourageants et nous permettent d'envisager de poursuivre cette étude.

Le filtre tel qu'il est obtenu à cette étape de l'étude peut être utilisé dans des applications "single-ended" mais les démarches actuelles se tournent de plus en plus vers des blocs différentiels qui permettent de s'affranchir de certains problèmes, notamment au niveau de la linéarité et de la réjection hors bande. C'est pour cette raison que nous avons envisagé une évolution vers un filtre différentiel.

### III. EVOLUTION DU FILTRE EN ÉCHELLE VERS UN FILTRE EN TREILLIS

L'étape suivante consiste à transformer le filtre en échelle précédent en un filtre en treillis. En effet, de manière générale, un filtre différentiel est moins sensible au bruit du substrat, ce qui permet d'améliorer la linéarité d'ordre 2. Il évite également l'utilisation d'un circuit supplémentaire de type balun pour assurer la conversion "single" vers différentiel. De plus, le filtre en échelle obtenu à cette étape de la synthèse présente de fortes remontés en dehors de la bande passante ce qui ne permet pas de respecter le gabarit. L'évolution vers un filtre en treillis va donc permettre de s'affranchir de ce problème.

Afin de pouvoir effectuer cette transformation, la structure doit absolument être symétrique afin d'appliquer le théorème de bissection de Bartlett [III.3] (Figure III.14). Ce théorème permet en effet de passer d'une cellule en échelle symétrique à une structure en treillis.



**Fig. III.14: Théorème de bissection de Bartlett**

Pour un filtre d'ordre 4 (Figure III.15) permettant d'atteindre les spécifications demandées, on distingue deux cellules symétriques de part et d'autre de l'inverseur capacitif  $C_{23}$ . Le théorème de bissection de Bartlett peut s'appliquer à ces deux cellules mais se pose le problème de la réalisation de l'inverseur capacitif et notamment de la capacité  $-C_{23}$ .

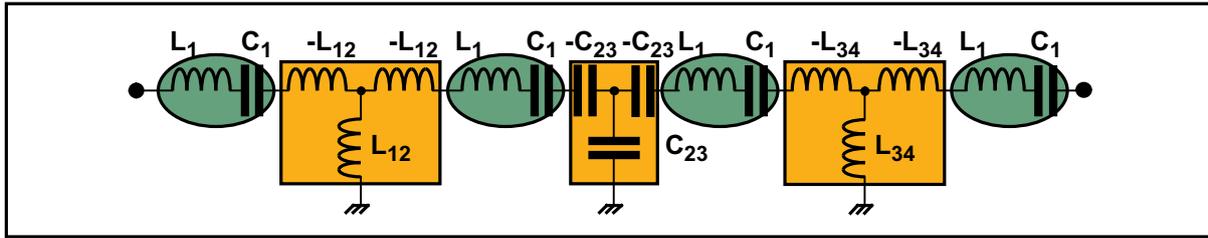


Fig. III.15: Filtre LC d'ordre 4

Afin de contourner ce problème, la capacité  $-C_{23}$  est dupliquée aux extrémités de la structure et ensuite la théorie des réseaux est appliquée de façon à compenser cette modification (Figure III.16).

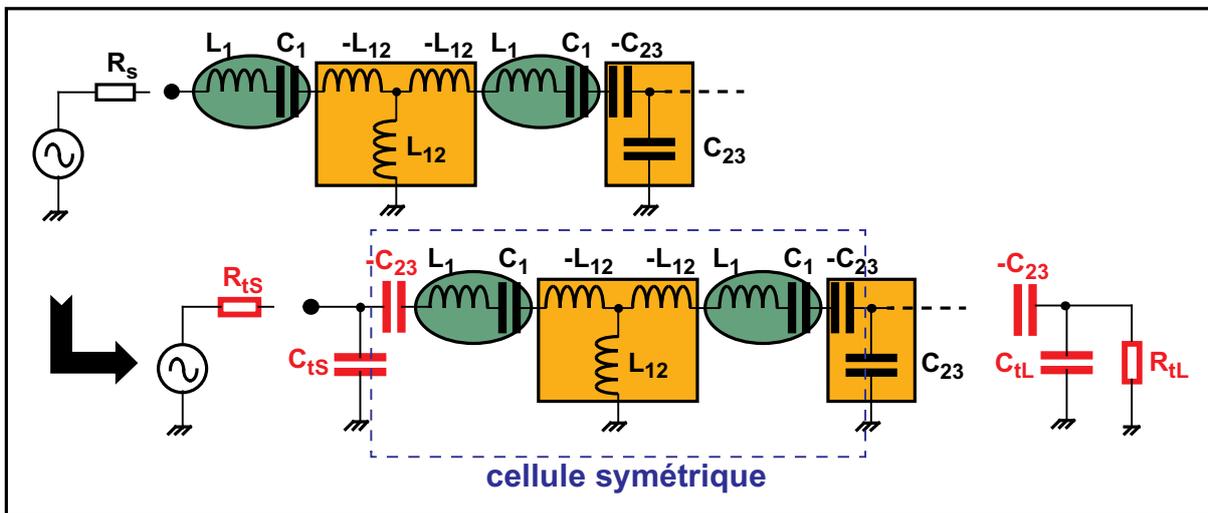


Fig. III.16: Transformation pour la compatibilité avec Bartlett

$$C_{t_i} = C_{23} / [1 + (\omega_0 \times C_{23} \times R_i)^2] \quad i=S, L \quad (III.2)$$

$$R_{t_i} = R_i + 1/R_i \times (\omega_0 \times C_{23})^2 \quad (III.3)$$

$R_i$  : résistance de source ou de charge

La Figure III.16 ne représente que la moitié du filtre d'ordre 4.

Un filtre d'ordre impair comme un ordre 5 par exemple aurait permis d'obtenir les deux mêmes cellules symétriques avec une cellule supplémentaire non symétrique pour laquelle le théorème n'est pas applicable. Ceci n'est pas forcément

un problème car au lieu d'obtenir un assemblage de cellules en treillis (après théorème de Bartlett) on aura des cellules en treillis et une cellule en échelle différentielle. Par conséquent, même si l'ordre 4 est suffisant pour respecter le gabarit imposé par la norme WCDMA, l'ordre 5 peut apporter une amélioration notamment en terme de sélectivité. Dans notre cas, le nombre d'inductances étant déjà important, l'ordre 5 n'est pas judicieux.

L'application du théorème de Bartlett sur les deux cellules symétriques permet de transformer le filtre en échelle (ladder) initial en un filtre en treillis (lattice) différentiel pour lequel les éléments ont les valeurs suivantes :

- pour le circuit résonant que l'on qualifiera de série (c'est à dire qu'il se situe sur la branche série de la cellule lattice) (Figure III.17),

$$L_{ms} = L_1 - L_{12} + \frac{1}{C_{23} \times (2 \times \pi \times f_m)^2} \quad (III.4)$$

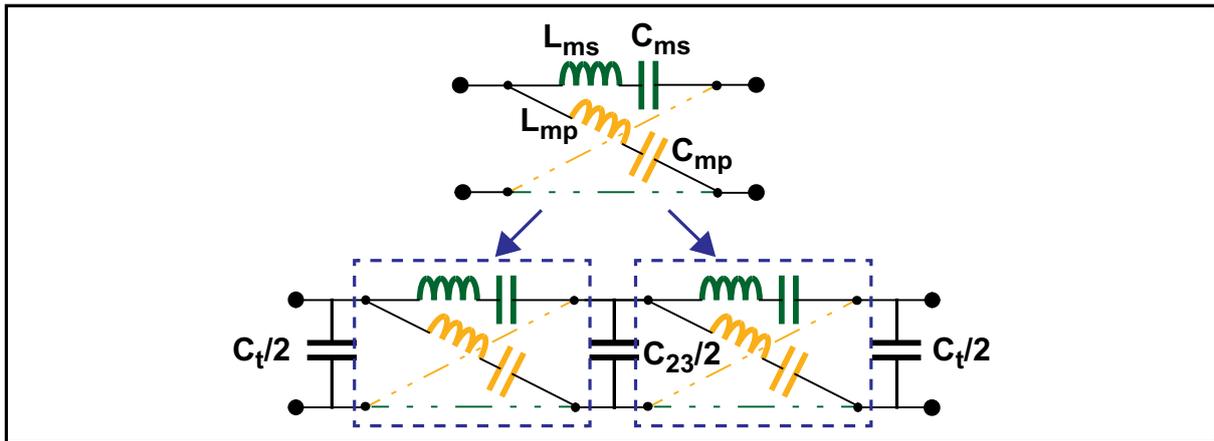
$$C_{ms} = \frac{C_{23} - C_1}{C_{23} \times C_1} \quad (III.5)$$

- pour le circuit résonant que l'on qualifiera de parallèle (c'est à dire qu'il se situe sur la branche parallèle de la cellule lattice) (Figure III.17),

$$L_{mp} = L_1 + L_{12} + \frac{1}{C_{23} \times (2 \times \pi \times f_m)^2} \quad (III.6)$$

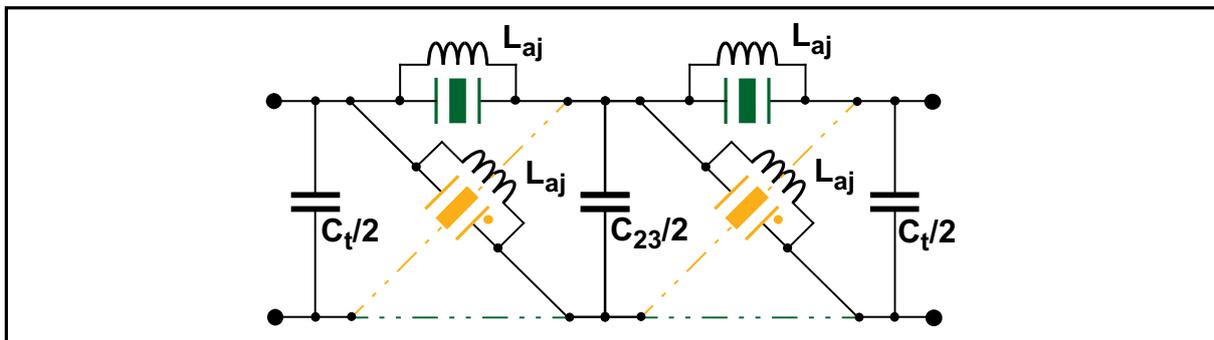
$$C_{mp} = \frac{C_{23} - C_1}{C_{23} \times C_1} \quad (III.7)$$

On obtient ainsi comme dans le cas du filtre ladder un filtre avec des circuits résonants séries (Figure III.17) qu'il faut désormais remplacer par des résonateurs BAW. Le principe déjà utilisé pour une cellule en échelle peut être appliqué à une cellule en treillis. A partir de la capacité du circuit résonant ( $C_{ms}$  ou  $C_{mp}$ ) et grâce à l'Equation (III.1) on en déduit la valeur de la capacité  $C_0$  à mettre en parallèle avec les circuits résonants.



**Fig. III.17: Transformation du filtre ladder**

Ensuite, on vient rajouter une inductance en parallèle  $L_{aj}$  qui, en résonnant avec la capacité  $C_0$  ajoutée auparavant, a pour but de ne pas perturber la structure dans la bande qui nous intéresse (Figure III.8). La structure de la Figure III.18 est alors obtenue:



**Fig. III.18: Implantation des résonateurs BAW dans le filtre différentiel**

Ceci permet donc d'aboutir à un filtre différentiel moins sensible aux non linéarités avec une structure globale somme toute similaire aux structures de filtres BAW classiques. L'accord en fréquence fait l'objet du paragraphe suivant.

#### IV. COMPENSATION DES DÉRIVES LIÉES À LA TECHNOLOGIE

Les résonateurs BAW fonctionnent avec des ondes acoustiques de volume et sont donc sensibles aux épaisseurs des matériaux et notamment du matériau piézoélectrique. De plus, étant données les fréquences de résonance utilisées, les

couches de matériaux sont fines et les variations d'épaisseur impactent directement sur les fréquences de résonance.

C'est pourquoi le circuit de compensation est nécessaire et doit permettre de réaliser un décalage fréquentiel contraire à celui dû aux variations.

#### **IV.A. RÉALISATION DU DÉCALAGE EN FRÉQUENCE**

Dans cette partie, nous allons développer l'aspect décalage en fréquence. Il est important de prendre en compte ce point à cause des variations du procédé de fabrication qui peuvent modifier de manière significative la réponse du filtre.

Dans le cas présent, les variations du procédé étaient au début de ces travaux de thèse de l'ordre de +/- 2% sur l'épaisseur de la couche piézoélectrique (AlN). A l'heure actuelle cette variation est plutôt de l'ordre de +/- 1%. Ce changement entraîne une modification, du même ordre de grandeur, de la fréquence de résonance du résonateur ainsi que de la valeur de la capacité  $C_0$  qui est directement proportionnelle à l'épaisseur de la couche piézoélectrique.

Il est donc impératif de tenir compte de ces variations afin d'essayer de les compenser dans la mesure du possible.

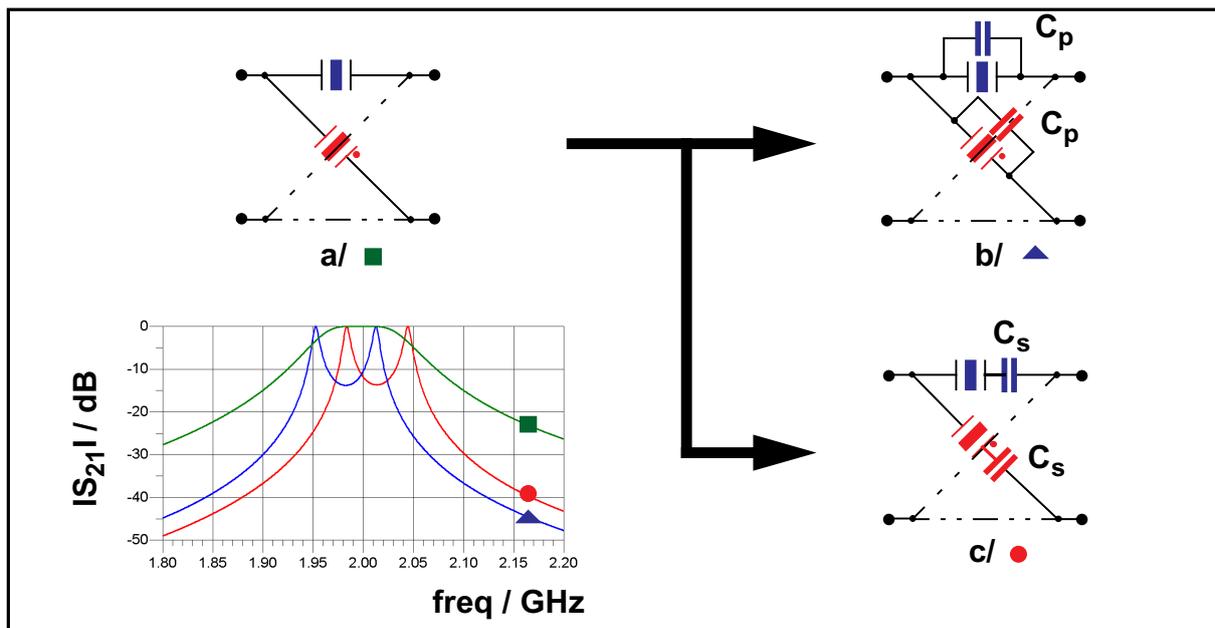
Pour cela, nous avons utilisé les résultats obtenus lors de l'étude faite dans le chapitre I sur l'influence des éléments passifs (selfs ou capacités) disposés en série ou en parallèle autour du résonateur BAW.

Comme nous avons pu le constater sur les précédents résultats, les différentes configurations influent de manière différente sur le comportement du résonateur. Nous pouvons donc en déduire que le décalage global et bidirectionnel de la réponse du résonateur (et par conséquent du filtre) nécessiterait l'ajout de selfs et de capacités en série et en parallèle. Toutefois, les éléments passifs utilisés ne sont pas parfaits. C'est pourquoi une utilisation intensive de ces derniers est à proscrire afin de limiter les pertes.

Il a donc fallu trouver une autre solution avec pour objectif d'utiliser un nombre minimum d'inductances, car ce sont ces éléments qui disposent du plus mauvais coefficient de qualité sur silicium. De plus, il n'existe pas d'inductance variable à

l'heure actuelle (ou tout du moins pas d'inductance variable suffisamment performante) ce qui nous oriente forcément vers l'utilisation de capacités variables pour réaliser l'accord en fréquence.

Dans un premier temps, nous avons vérifié que le changement de valeur de la capacité agissait de manière similaire au niveau du décalage fréquentiel sur le résonateur seul et sur le filtre complet.



**Fig. III.19: Impact des éléments capacitifs sur la réponse du filtre**

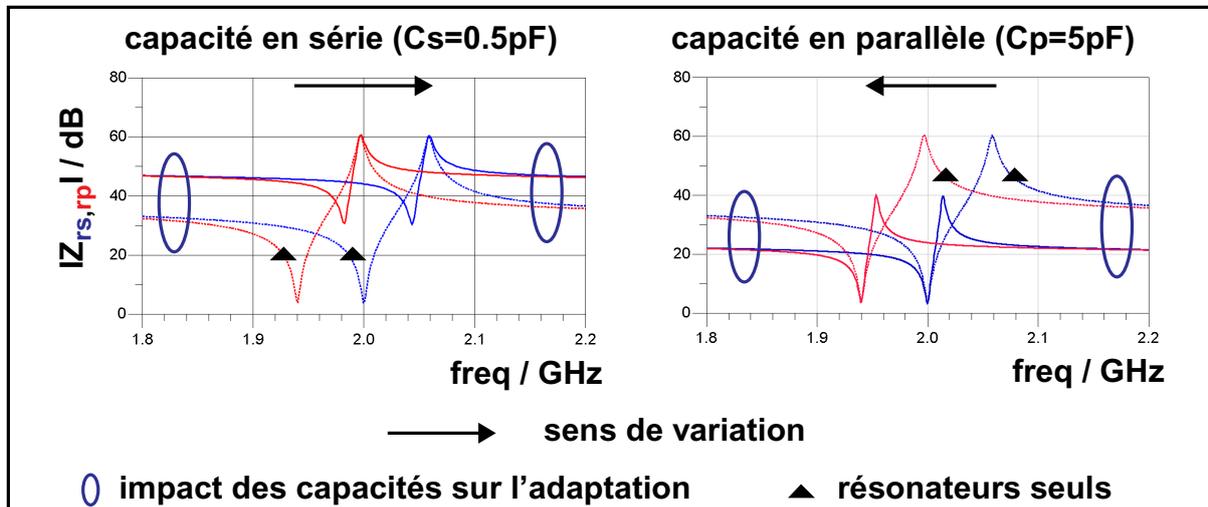
**a/ cellule lattice idéale**

**b/ capacité en parallèle avec chaque résonateur**

**c/ capacité en série avec chaque résonateur**

Les résultats de la Figure III.19 montrent que les deux capacités permettent de jouer sur la réponse du filtre, la capacité série permettant un décalage vers les fréquences supérieures et la capacité parallèle permettant un décalage vers les fréquences inférieures. Le problème avec une structure telle que celle-ci réside dans le fait que plus le décalage est important et plus l'ondulation et les pertes d'insertion sont importantes.

Afin de comprendre le fonctionnement de ces deux cellules de filtrage, il faut se pencher sur les impédances  $Z_{rs}$  et  $Z_{rp}$  des blocs séries et parallèles de la cellule lattice (Figure III.20).



**Fig. III.20: Impact de capacités sur l'impédance des résonateurs**

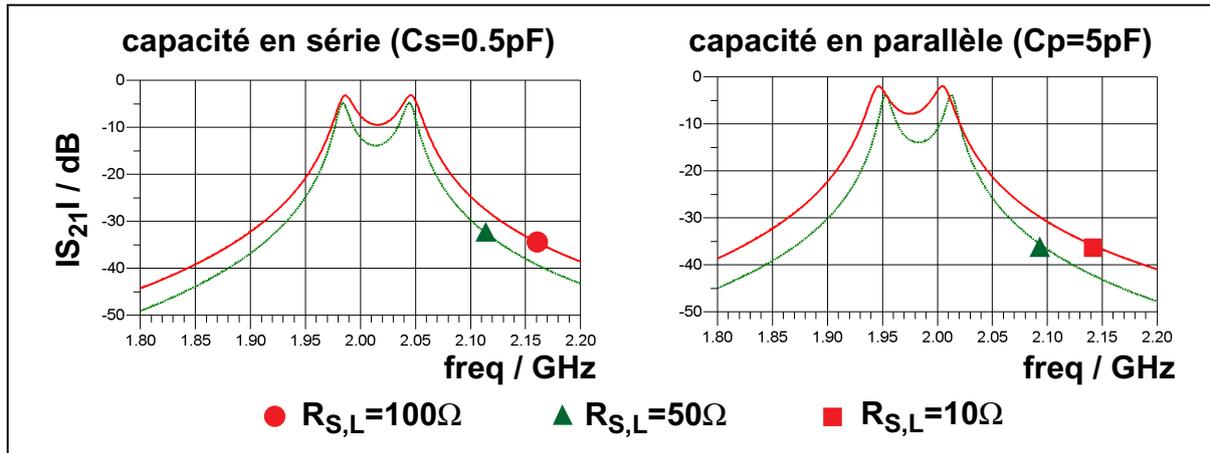
En prenant pour référence l'Equation (I.23) à l'Equation (I.31), on comprend aisément que ces capacités viennent directement agir sur, la fréquence de résonance pour la capacité série et la fréquence d'anti-résonance pour la capacité parallèle.

En revanche les deux points à noter en plus sont :

- le fait que les résonateurs séries et parallèles passent d'un couplage critique à un sur couplage (Figure II.8),
- et le fait que le niveau d'impédance varie en dehors des deux fréquences de résonance.

Ces points particuliers expliquent l'ondulation dans la bande et le niveau des pertes d'insertion. Il suffit donc d'agir sur ces derniers afin d'améliorer les performances du filtre.

Il est également possible de modifier l'adaptation (Figure III.21) en entrée et en sortie du filtre.



**Fig. III.21: Impact de l'adaptation entrée - sortie sur la réponse du filtre**

Pour cela, il suffit d'utiliser l'Equation (III.8) ci-dessous qui représente la matrice S d'une cellule en treillis symétrique en fonction de l'impédance de référence  $R_0$  ( $R_0=R_S=R_L$ ).

$$S_{R_0} = \frac{1}{(Z_{rs} + R_0) \times (Z_{rp} + R_0)} \times \begin{bmatrix} Z_{rs} \times Z_{rp} - R_0^2 & R_0 \times (Z_{rs} - Z_{rp}) \\ R_0 \times (Z_{rs} - Z_{rp}) & Z_{rs} \times Z_{rp} - R_0^2 \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

Partant d'une impédance classiquement de  $50\Omega$ , on peut ainsi améliorer la réponse du filtre en la diminuant d'une part lorsque la capacité est en parallèle et en l'augmentant d'autre part lorsque la capacité est en série. Toutefois, on notera que pour les cas présentés Figure III.21, l'optimum présente encore une ondulation.

En effet, ceci est du au premier point particulier qui est le sur couplage des résonateurs. Le fait de partir de deux résonateurs couplés critiqueusement entraîne obligatoirement un sur couplage de ces derniers dès lors que l'on utilise des capacités.

Il convient donc de partir de résonateurs sous couplés qui après ajout des capacités seront au pire couplés critiqueusement. Cependant, le fait de rapprocher les fréquences des deux résonateurs simples n'est pas une solution car on diminue par la même occasion la bande passante réalisable. Il est donc nécessaire de trouver une solution qui permette, avant même le décalage en fréquence, d'augmenter artificiellement le coefficient de couplage électromécanique  $kt^2$  des résonateurs. Le

cas idéal serait évidemment de l'augmenter à l'infini de manière à tendre vers un circuit résonant LC.

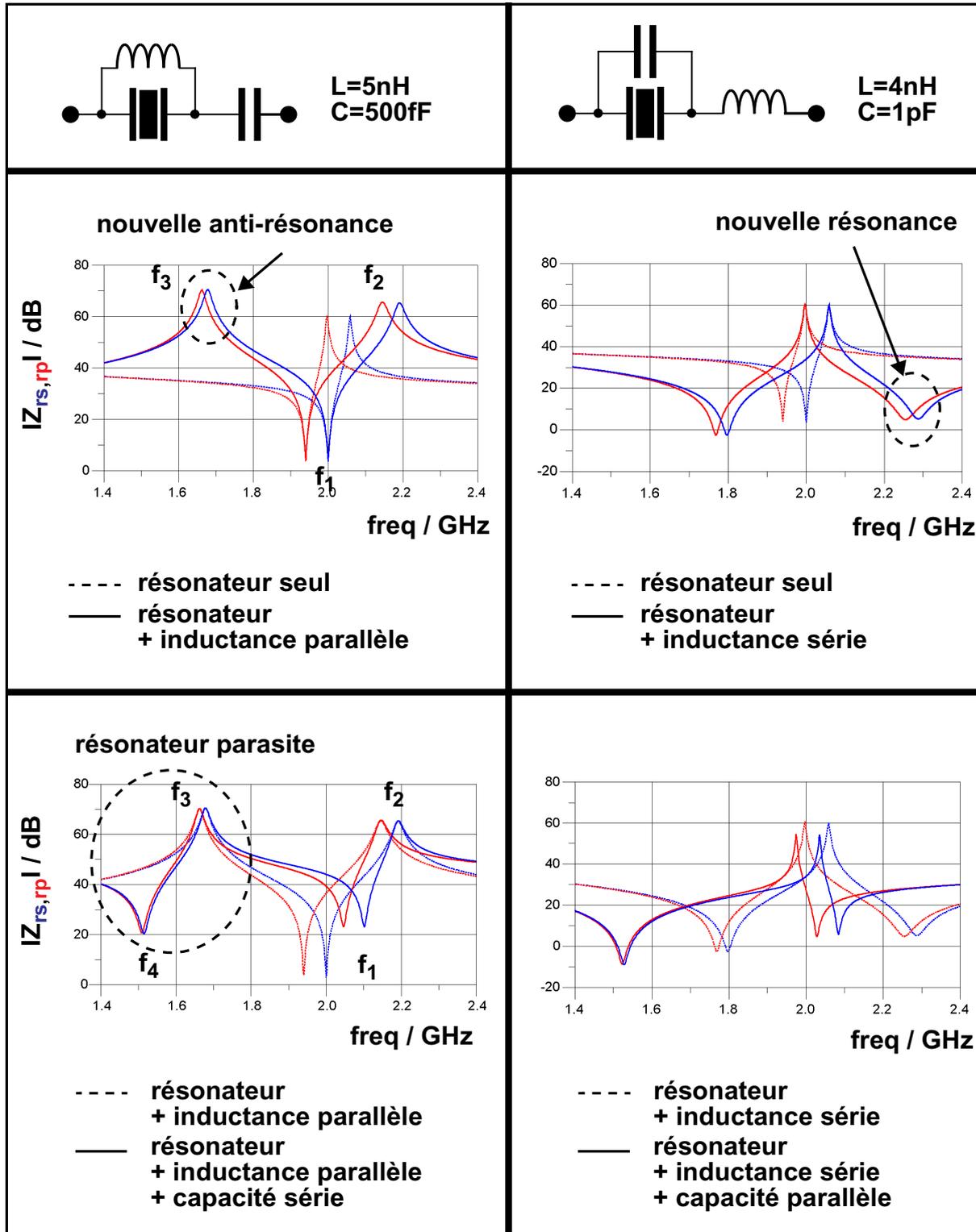


Fig. III.22: Résonateur BAW accordable en fréquence

Pour cela, nous utiliserons l'étude faite sur l'impact des éléments passifs sur l'impédance du résonateur dans le chapitre I. Nous nous sommes dans un premier temps intéressés aux capacités car les inductances ont une surface importante sur silicium et un faible coefficient de qualité. Toutefois, les inductances restent nécessaires car elle permettent d'obtenir un décalage fréquentiel inverse à celui obtenu avec des capacités.

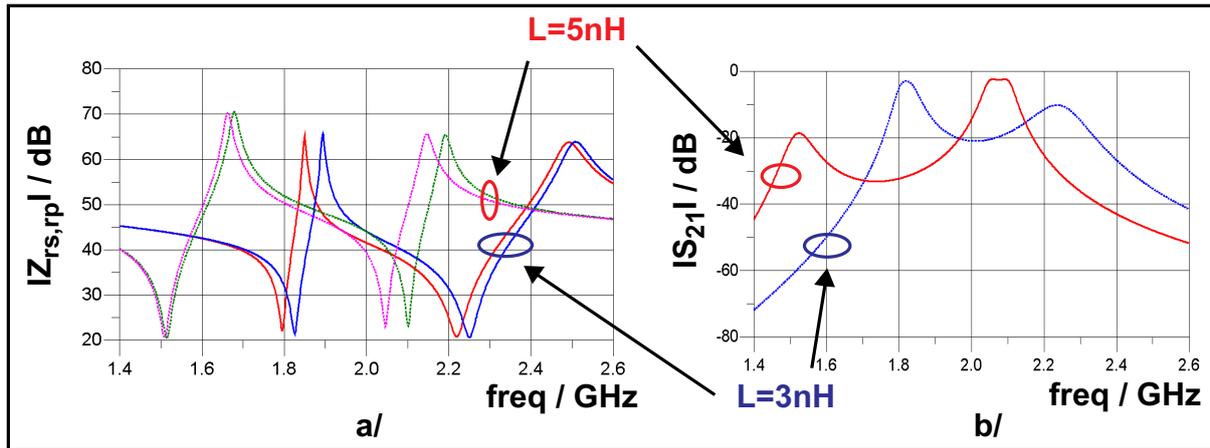
Ainsi, l'utilisation d'une capacité série permet de décaler la fréquence de résonance vers les fréquences supérieures et l'utilisation d'une inductance parallèle permet de faire de même avec la fréquence d'anti-résonance (Figure III.22) et vis et versa pour la capacité en parallèle qui génère un décalage vers les fréquences inférieures. Ces associations ont fait l'objet d'un dépôt de brevet [III.4].

Dans les deux cas traités Figure III.22, l'accord en fréquence est réalisé par une capacité variable, l'inductance permettant uniquement d'accroître artificiellement le  $kt^2$  des résonateurs. Cependant, cette solution utilisant une inductance possède l'inconvénient de générer une seconde fréquence d'anti-résonance ( $f_3$ ).

Prenons le cas de l'inductance en parallèle. Cette dernière vient agir sur l'anti-résonance principale  $f_2$ . Comme prévu elle l'éloigne de la résonance principale  $f_1$ . Par contre, il apparaît une seconde anti-résonance parasite  $f_3$ , placée à gauche de la résonance  $f_1$ . Le problème est que l'écart entre les deux anti-résonances  $f_2$  et  $f_3$  est fixe ou quasiment fixe quelque soit la valeur de l'inductance. Par contre, leurs décalages en fréquence dépend de la valeur de l'inductance. Alors comment définir la valeur à donner à l'inductance ?

Il est possible de répondre à cette question en observant le comportement du résonateur avec l'inductance parallèle et la capacité série. A partir du moment où on ajoute la capacité, une deuxième résonance  $f_4$  fait son apparition ce qui contribue à générer un second résonateur virtuel situé plus bas en fréquence.

Ce bloc qui semblait très pratique initialement devient compliqué à utiliser. En effet, l'observation de l'évolution de ces mêmes fréquences sur la Figure III.23 en fonction de la valeur de l'inductance montre que le résonateur parasite peut devenir prépondérant devant le résonateur principal.



**Fig. III.23: Impact de la valeur de l'inductance, a/ sur le bloc résonateur, b/ sur le filtre associé**

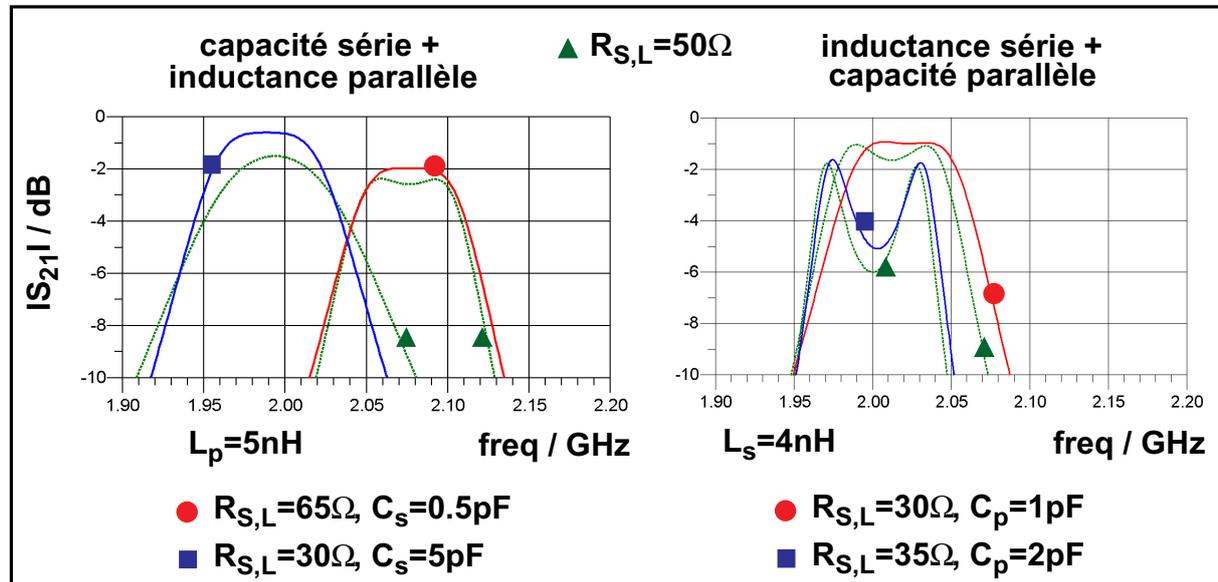
En effet, lorsque la valeur de l'inductance devient faible (3nH), l'anti-résonance parasite se rapproche de la résonance du résonateur et devient de plus en plus prépondérante devant l'anti-résonance principale. Dans ce cas, les résonateurs parasites deviennent prépondérants car ils tendent vers un couplage critique alors que les résonateurs principaux tendent vers un sur couplage. Le phénomène est inverse lorsque la valeur de l'inductance augmente (5nH).

Afin de pouvoir, à terme, effectuer un décalage vers les fréquences supérieures, la résonance principale sera placée au milieu de l'intervalle généré par les deux anti-résonances et ceci sans la capacité série. L'ajout de cette dernière permettra alors un décalage vers les fréquences supérieures et rendra donc le résonateur principal de plus en plus prépondérant.

Dans le cas de l'inductance série l'effet est similaire, à savoir le décalage de la fréquence de résonance mais aussi la génération d'une seconde fréquence de résonance. En revanche, l'impact de la capacité parallèle n'est plus aussi significatif. En effet, il faut pour cela se reporter aux Equation (I.30) et Equation (I.31) pour comprendre l'effet d'une capacité en parallèle avec un résonateur BAW. Elle permet de décaler la fréquence d'anti-résonance.

Par contre, dans la configuration capacité en parallèle avec le résonateur associé à une inductance série, l'effet de la capacité est double puisqu'elle agit non seulement sur les fréquences d'anti-résonance mais aussi sur la fréquence de

résonance du résonateur. Ceci à pour effet de sur coupler rapidement les résonateurs ce qui rend le décalage en fréquence de la réponse de filtrage difficile voir quasiment impossible (Figure III.24).

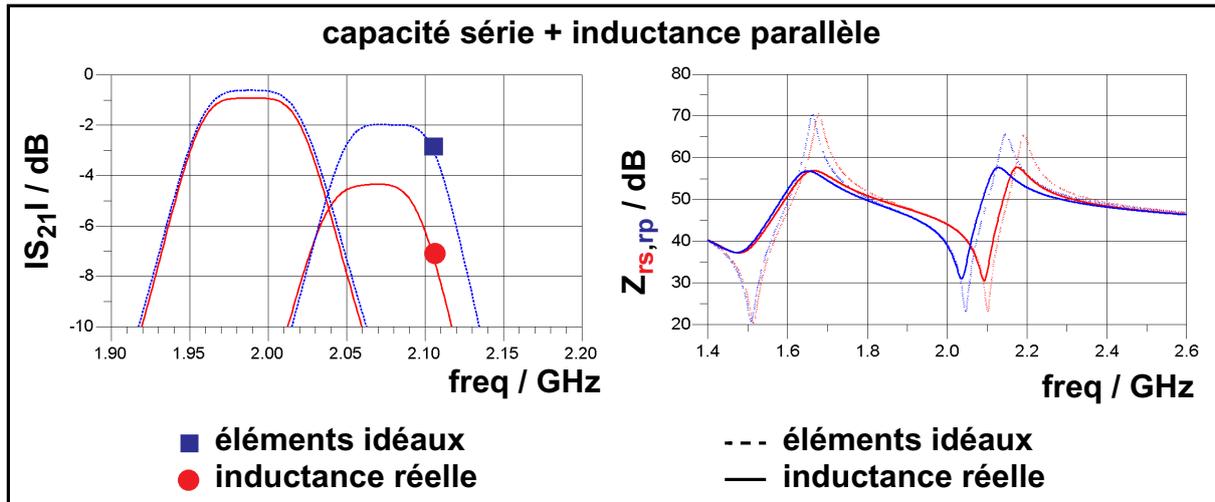


**Fig. III.24: Impact des deux blocs d'accord sur la réponse du filtre**

En revanche, on notera un décalage théorique de l'ordre de 80 MHz avec le bloc d'accord constitué par une inductance en parallèle avec le résonateur BAW suivi par une capacité variable en série.

C'est par conséquent ce bloc d'accord qui sera associé à la structure de filtrage. Toutefois, il faut tenir compte du fait que les résultats présentés jusqu'ici sont obtenus grâce d'une part au modèle électrique de BVD pour le résonateur BAW et d'autre part à des éléments idéaux pour les inductances et les capacités.

La Figure III.25 permet d'observer l'impact des éléments réels sur l'impédance des blocs résonateurs et sur la réponse du filtre.



**Fig. III.25: Impact des éléments réels**

Afin de simplifier le problème, seule l'inductance est réelle car c'est l'élément qui dispose du plus faible coefficient de qualité et qui par conséquent est le plus contraignant. L'effet néfaste de cet élément est observé tant sur les pertes d'insertion que sur le décalage en fréquence et la bande passante réalisables.

En effet, les éléments parasites qui constituent l'inductance réelle détériorent les coefficients de qualité du bloc résonateur, ce qui semble assez logique, mais modifie aussi les fréquences de résonance. Plus le décalage nécessaire est important et plus la détérioration augmente, ce qui ne va pas dans le bon sens pour notre application. En plus, la modification des fréquences de résonance est dans le sens contraire du décalage souhaité. Cela veut donc dire que pour un décalage donné il faudra une plage de variation pour la capacité plus grande.

Le décalage réalisable avec ce type de structure est tout de même conforme aux spécifications initiales à savoir une variation de +/- 1% sur la fréquence de résonance du résonateur BAW.

## V. CONCLUSION

Ce chapitre présente donc la première partie du travail de thèse qui consiste à définir une architecture et une méthode de synthèse de filtre BAW accordable en fréquence. La méthode présentée permet de réaliser aussi bien un filtre en échelle qu'un filtre en treillis. Autrement dit, on peut aboutir à un filtre simple ou différentiel.

Le chapitre qui suit va présenter la deuxième étape qui consiste à optimiser ce filtre de manière à réduire voir éliminer les inductances qui dégradent les performances du filtre.

## **VI. BIBLIOGRAPHIE**

[III.1] - <http://www.epcos.fr>, Data Sheet

[III.2] - A. I. Zverev, "Handbook of Filter Synthesis", Wiley, 1967

[III.3] - R. G. Kinsman, "Crystal filters", Wiley, 1987

[III.4] - C. Tilhac, et al., "Résonateur acoustique intégrable et procédé d'intégration d'un tel résonateur", publié en France n° FR28647129 et aux Etats Unis n° US2005174199



# CHAPITRE IV

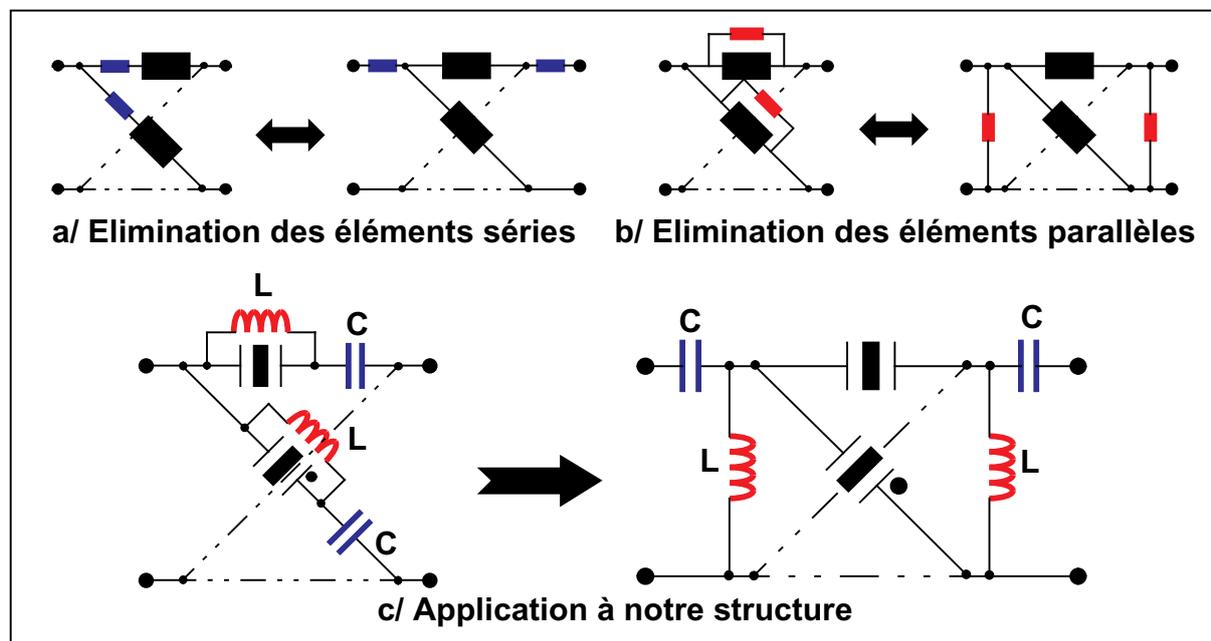
## AMÉLIORATION DES PERFORMANCES PAR AJOUT D'ÉLÉMENTS ACTIFS

### I. INTRODUCTION

La solution de filtre accordable est viable mais limitée notamment par les coefficients de qualité des inductances, d'autant plus que le nombre d'inductances est important (quatre par étage treillis élémentaire).

La première solution qui vient à l'esprit suite aux diverses constatations sur le nombre important d'inductances, leur faible coefficient de qualité et leur encombrement spatial important est la réduction de leur nombre.

### II. RÉDUCTION DU NOMBRE D'ÉLÉMENTS PASSIFS



*Fig. IV.1: Elimination d'éléments d'une structure en treillis symétrique*

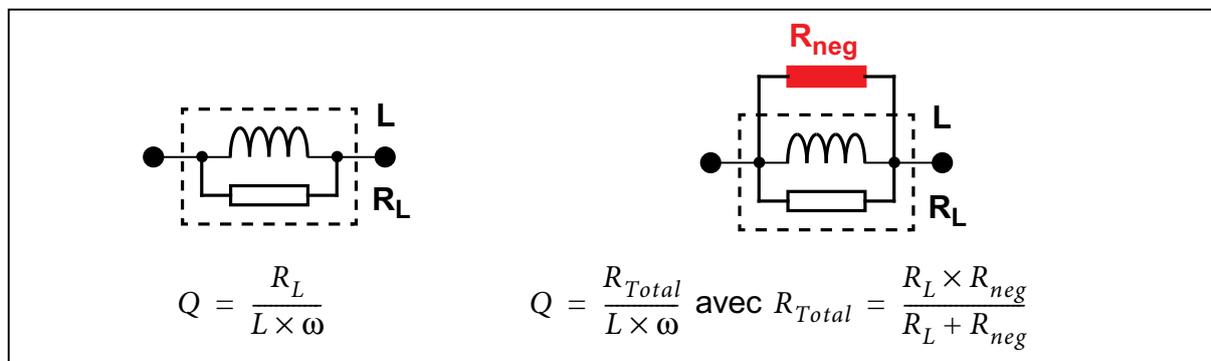
Cette solution est basée sur une des propriétés des réseaux en treillis symétriques qui permet d'éliminer certains éléments des branches séries et parallèles du treillis [IV.2] en les reportant à l'extérieur de la cellule treillis unitaire.

Pour cela, il faut disposer d'éléments identiques sur les branches séries et parallèles comme par exemple les capacités et les inductances du bloc d'accord en fréquence du résonateur. Dans ce cas, les éléments sont rejetés en dehors de la cellule unitaire (Figure IV.1 c/) et leur nombre est divisé par deux (on passe de 4 inductances à 2). On diminue ainsi l'encombrement spatial de la structure sans toucher aux performances théoriques. Ces performances varient avec les éléments réels car leurs parasites n'agissent pas de la même manière dans les deux cas de figure. Toutefois, cela nous permet dans un premier temps de diminuer la surface et par conséquent le coût, sans oublier les longueurs d'interconnexions dont nous parlerons ultérieurement.

Néanmoins cette solution n'est pas satisfaisante en soit puisque les pertes d'insertion sont encore trop importantes. Nous avons donc opté pour l'étude de moyens permettant d'augmenter dans un premier temps le facteur de qualité des inductances.

### III. INDUCTANCE AVEC FACTEUR DE QUALITÉ AMÉLIORÉ

Pour cela, une approche avec des éléments gravés sur un substrat de verre a été envisagée [IV.4]. Cette solution permet certes d'obtenir des coefficients de qualité meilleurs pour les inductances mais complexifie le procédé d'assemblage car elle nécessite trois puces différentes qu'il faut connecter ensemble par la suite.



**Fig. IV.2: Amélioration du facteur de qualité**

C'est pourquoi nous nous sommes penchés par la suite vers une solution qui augmente de façon artificielle le coefficient de qualité grâce à une résistance négative [IV.1] (Figure IV.2).

Si on part par exemple d'un coefficient de qualité de l'ordre de 15 pour  $L = 4 \text{ nH}$  à  $f = 2 \text{ GHz}$  et que l'on souhaite arriver à  $Q = 50$ .

$$Q = 15 \Rightarrow R_L = 754 \Omega$$

$$Q = 50 \Rightarrow R_{\text{Total}} = 2513 \Omega$$

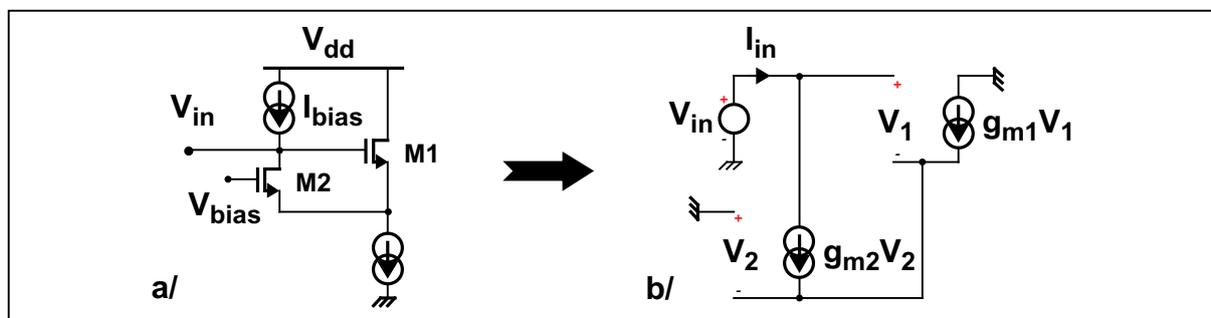
$$\Rightarrow R_{\text{neg}} = -1077 \Omega$$

L'ajout en parallèle d'une résistance négative de  $-1077\Omega$  permet donc d'augmenter le coefficient de qualité de 15 à 50.

La structure employée pour la résistance négative vient des oscillateurs et notamment des oscillateurs à résistance négative [IV.3], [IV.5]. En effet, une solution classique dans le cadre des oscillateurs LC consiste à disposer en parallèle avec le réseau LC une résistance négative afin d'entretenir les oscillations.

La structure de résistance négative se base sur le fait qu'une boucle de rétroaction multiplie ou divise les impédances d'entrée ou de sortie.

La résistance négative est donc une structure classique constituée par une paire de transistors NMOS. Une contre réaction positive appliquée autour d'une source suiveuse est réalisée à l'aide d'un étage à grille commune (Figure IV.3).



**Fig. IV.3: a/ Montage source suiveuse avec rétroaction positive**

**b/ Schéma équivalent petit signal**

$$I_{in} = g_{m2} \times V_2 = -g_{m1} \times V_1 \quad (IV.1)$$

$$V_{in} = V_1 - V_2 \quad (IV.2)$$

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = -\left(\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}\right) \quad (IV.3)$$

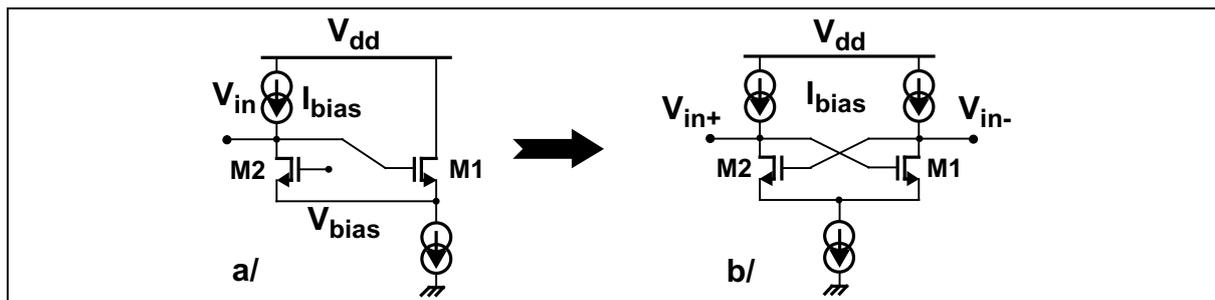
dans le cas où  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$

$$Z_{in} = -\frac{2}{g_m} \quad (IV.4)$$

$g_m$  : transconductance de grille du transistor

Si on se place par exemple dans le cas d'un oscillateur ; la source de courant  $I_{bias}$  est remplacée par un circuit résonant  $L_p R_p C_p$  parallèle dans lequel  $R_p$  représente la résistance de pertes du circuit résonant  $L_p C_p$  avec  $R_p - \frac{2}{g_m} \geq 0$ .

Cette résistance négative simple peut ensuite être transformée en une version différentielle (Figure IV.4) plus enclin à satisfaire nos exigences, étant donné que la self est disposée de façon différentielle dans notre structure de filtre.



**Fig. IV.4: Passage d'une résistance négative simple à une version différentielle**

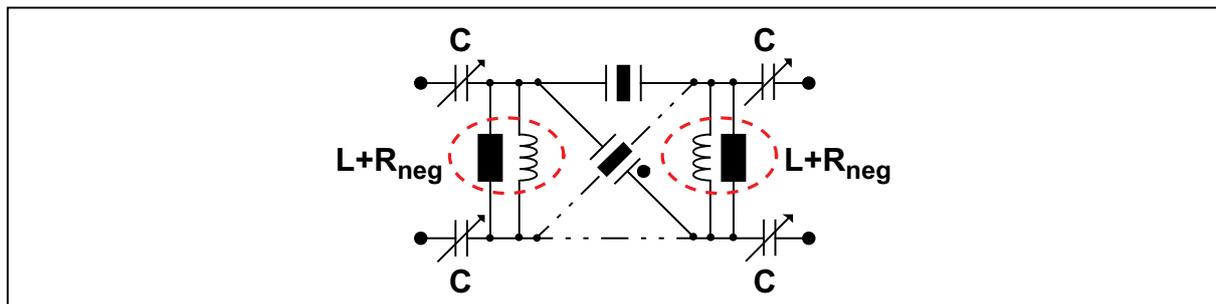
Les deux sources de courant permettant de fixer le potentiel de mode commun seront réalisées à l'aide d'une seconde paire de transistors entrecroisés PMOS (Figure IV.5) car une paire entrecroisée permet de mieux stabiliser le mode commun qu'une simple résistance et augmente la valeur absolue de la résistance négative. En effet, les variations du procédé de fabrication d'une résistance sont de l'ordre de 20%

ce qui impact forcément sur le potentiel de mode commun. De plus, l'utilisation d'une résistance rendrait la structure plus bruyante.



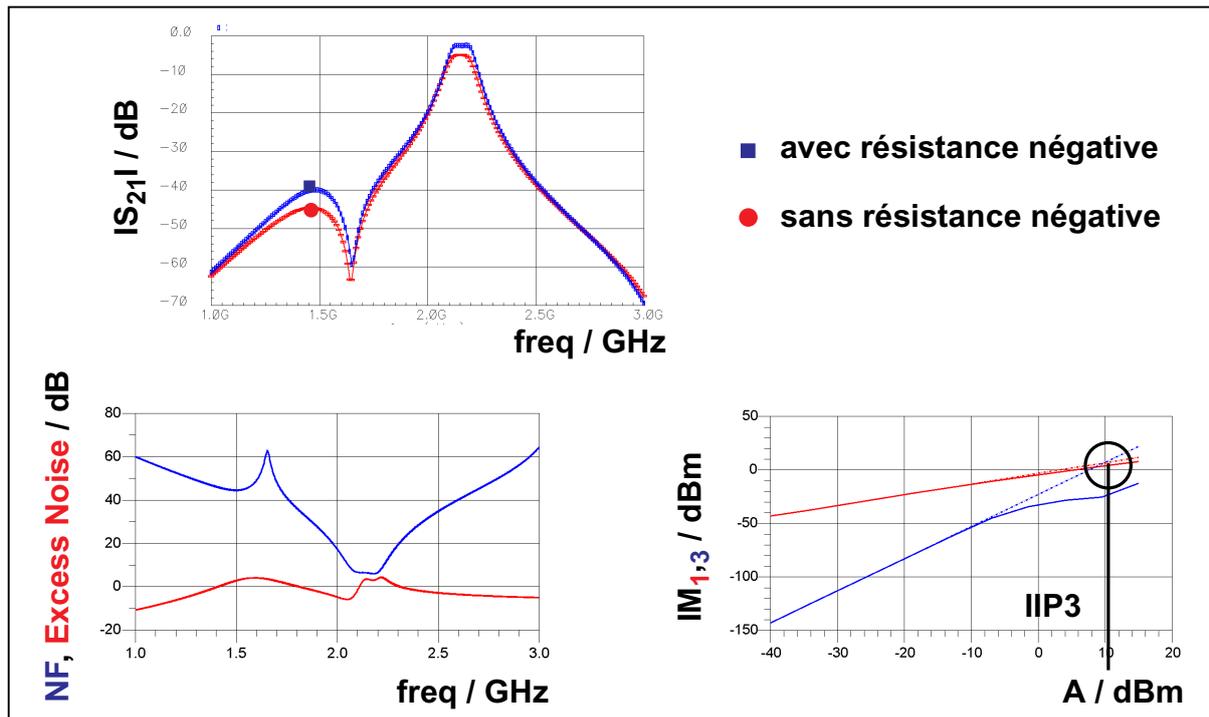
**Fig. IV.5: Structure de résistance négative**

La structure étant à présent définie, nous l'avons introduite dans le filtre (Figure IV.6) afin d'observer l'impact sur la réponse de ce dernier en terme de pertes d'insertion, bruit et linéarité.



**Fig. IV.6: Filtre BAW accordable avec inductance à Q amélioré**

Le but premier de la résistance négative est d'augmenter le coefficient de qualité de l'inductance et par conséquent de diminuer les pertes d'insertion. En revanche, le fait d'utiliser des circuits actifs dégrade les performances du filtre en terme de consommation, bruit et de linéarité.



**Fig. IV.7: Impact de la résistance négative sur les performances du filtre**

	avec résistance négative	sans résistance négative
IL / dB	2.5 .. 3	5 .. 6
IIP3 / dBm ( f1=2.15GHz f2=2.16GHz )	10	30 .. 35
Excess Noise Factor / dB	3.5	0 .. 0.3
Puissance consommée / mW	4	0

**Table IV.1: Impact de la résistance négative sur les performances du filtre**

La Figure IV.7 présente la réponse en transmission du filtre avec et sans résistance négative ainsi que le facteur de bruit et l'IIP3 (Third Order Input Intercept Point). Ces résultats sont obtenus pour une tension de control du varactor de 0 qui représente le décalage le plus important et le cas le plus critique pour les performances du filtre.

Comme on peut le constater, la résistance négative permet d'améliorer les pertes d'insertion du filtre et ainsi de respecter le gabarit même dans le cas du

décalage le plus important. Par contre, l'inconvénient se situe au niveau de l'IIP3 et du bruit avec une dégradation de ces derniers.

De plus, il subsiste toujours le problème de l'encombrement spatial des inductances (500  $\mu\text{m}$  x 500  $\mu\text{m}$  en technologie BiCMOS7RF STMicroelectronics pour une inductance de 4 nH environ contre 150  $\mu\text{m}$  x 150  $\mu\text{m}$  pour un résonateur BAW à 2.14 GHz) qui représente à peu près la moitié de la surface totale du circuit.

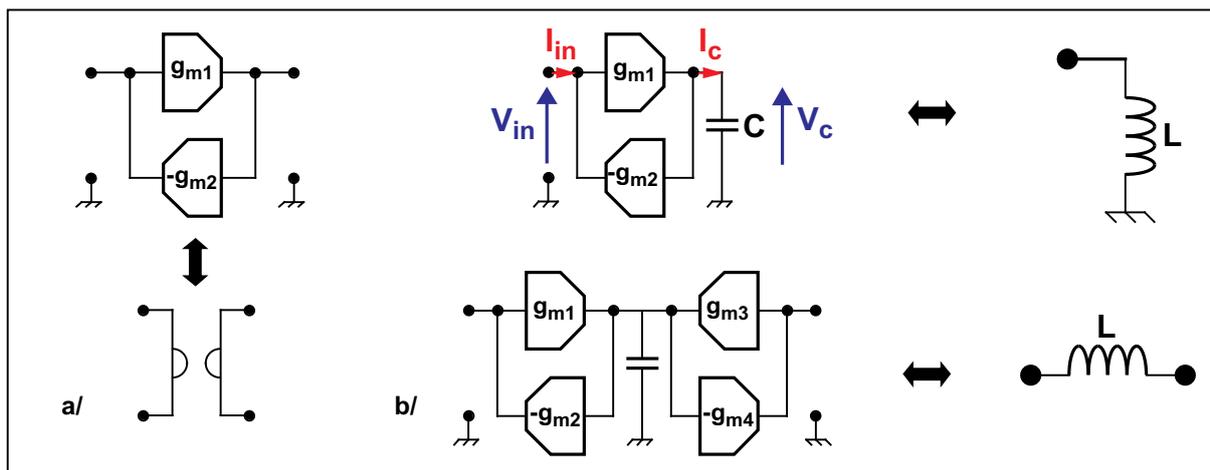
D'où l'idée suivante de remplacer les inductances par des inductances actives afin de diminuer la surface du filtre.

## IV. INDUCTANCE ACTIVE

### IV.A. GÉNÉRALITÉS

#### IV.A.1. PRINCIPE

La réalisation d'inductances actives est une chose relativement répandue et maîtrisée à basses fréquences au travers de circuits gyrateurs utilisant des transconductances montées en rétroaction négative [IV.8], [IV.9]. Une transconductance est définie comme le rapport de la variation du courant de sortie en fonction de la variation de la tension d'entrée.



*Fig. IV.8: a/ Schéma d'un gyrateur*

*b/ Schéma d'une inductance à base de gyrateur*

Le gyrateur représente donc la façon la plus directe d'obtenir une inductance et son fonctionnement simplifié est le suivant.

Si on considère que les blocs  $g_m$  sont constitués par un transistor idéal, on obtient alors les relations suivantes dans le cas d'une inductance à la masse,

$$V_c = I_c \times \frac{1}{j \times C \times \omega} \quad I_c = g_{m1} \times V_{in} \quad I_{in} = g_{m2} \times V_c \quad (IV.5)$$

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{j \times C \times \omega}{g_{m1} \times g_{m2}} = j \times L \times \omega \quad (IV.6)$$

$$\mathbf{d'où} \quad L = \frac{C}{g_{m1} \times g_{m2}} \quad (IV.7)$$

Le schéma de la Figure IV.8 représente donc bien une inductance dont la valeur est fonction de la capacité et des  $g_m$ . Toutefois, un transistor possède une conductance de sortie  $g_0$  non nulle et des capacités parasites d'entrée sortie qui détériorent la qualité de l'inductance.

Afin de pouvoir sélectionner un montage constitué de gyrateurs pour réaliser l'inductance active nécessaire à notre application, nous allons nous intéresser aux différentes caractéristiques des gyrateurs notamment en terme de bruit et de linéarité.

#### **IV.A.2. IMPACT DE LA CONDUCTANCE DE SORTIE SUR LE GAIN DC (INDUCTANCE À LA MASSE)**

Les conductances de sortie  $g_0$  modifient le gain DC qui devient un gain fini

$$A_{DC} = \frac{g_m}{g_0} \quad [IV.10]. \quad \text{L'impédance devient donc une inductance avec un coefficient de}$$

qualité fini.

$g_0$  : conductance de sortie du transistor

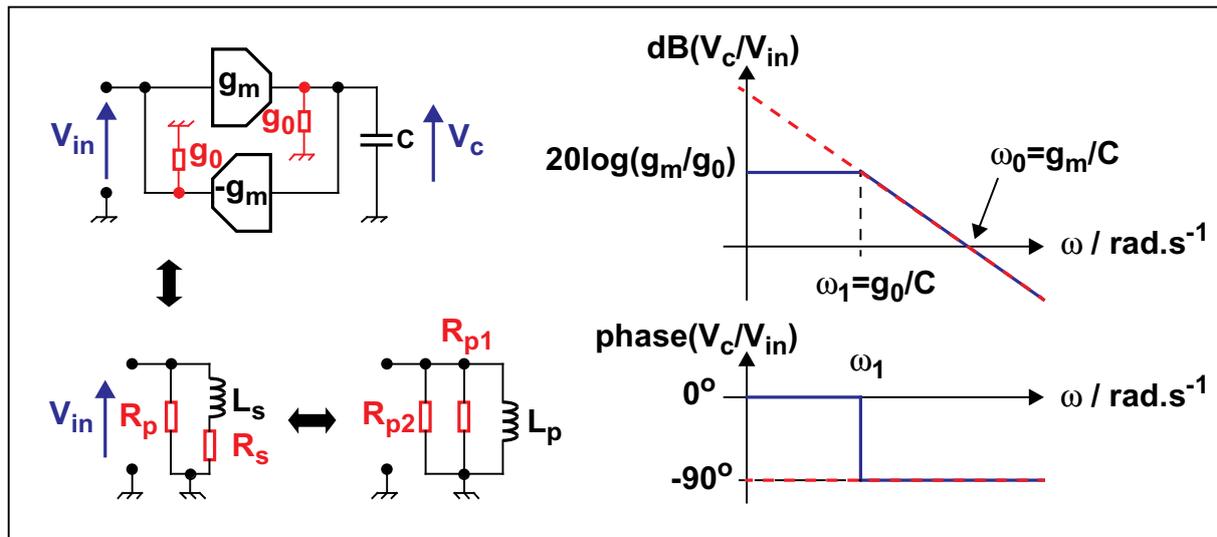


Fig. IV.9: Gain DC d'un gyrateur

$$L_s = \frac{C}{g_m^2} \quad R_s = \frac{g_0}{g_m^2} \quad R_p = \frac{1}{g_0} \quad (IV.8)$$

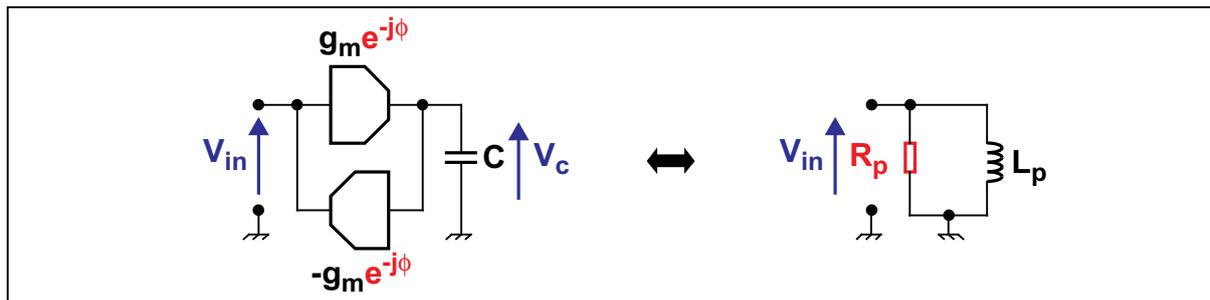
On définit ici  $\omega_0$  comme étant la pulsation de travail de façon à avoir un gain DC  $\left(\frac{V_c}{V_{in}}\right)$  unité et un facteur de qualité maximum.

$$\frac{\partial Q}{\partial \omega} = 0 \Leftrightarrow \omega_{max}^2 = \frac{g_m}{C} = \omega_0 \Rightarrow Q_{max} \approx \frac{g_m}{2 \times g_0} \text{ voir calculs en annexe.}$$

En effet, comme on peut le constater sur la Figure IV.9, le fait d'avoir un gain DC fini a pour effet d'éliminer le comportement inductif du dispositif lorsque les fréquences sont inférieures à  $f_1 = \frac{g_0}{2 \times \pi \times C}$ . Par conséquent, la fréquence de fonctionnement doit être choisie supérieure à  $f_1$ . Cependant, elle ne doit pas être trop élevée non plus à cause de la linéarité de la transconductance. La fréquence de gain unité est donc naturellement la fréquence choisie pour faire fonctionner le gyrateur d'autant plus qu'il s'agit aussi de la fréquence pour laquelle le facteur de qualité est le plus important.

### IV.A.3. IMPACT D'UN DÉPHASAGE (INDUCTANCE À LA MASSE)

Un autre point dont il faut tenir compte est le nombre de noeuds internes au sein de la structure. Un noeud interne est une intersection qui n'est en contact ni avec les plots entrée sortie, ni avec les plots de polarisation. En effet, ces noeuds génèrent des pôles parasites et par conséquent des déphasages à hautes fréquences qui posent problèmes lorsqu'ils s'approchent de la fréquence de fonctionnement.



**Fig. IV.10: Déphasage dans un gyrateur**

Si le déphasage  $\phi$  est petit, l'admittance d'entrée est donnée par l'Equation (IV.9).

$$Y_{in} = \frac{g_m^2 \times e^{-2 \times j \times \phi}}{j \times C \times \omega} \approx \frac{g_m^2}{j \times C \times \omega} - \frac{2 \times g_m^2 \times \phi}{C \times \omega} = \frac{1}{j \times L_p \times \omega} + \frac{1}{R_p} \quad (IV.9)$$

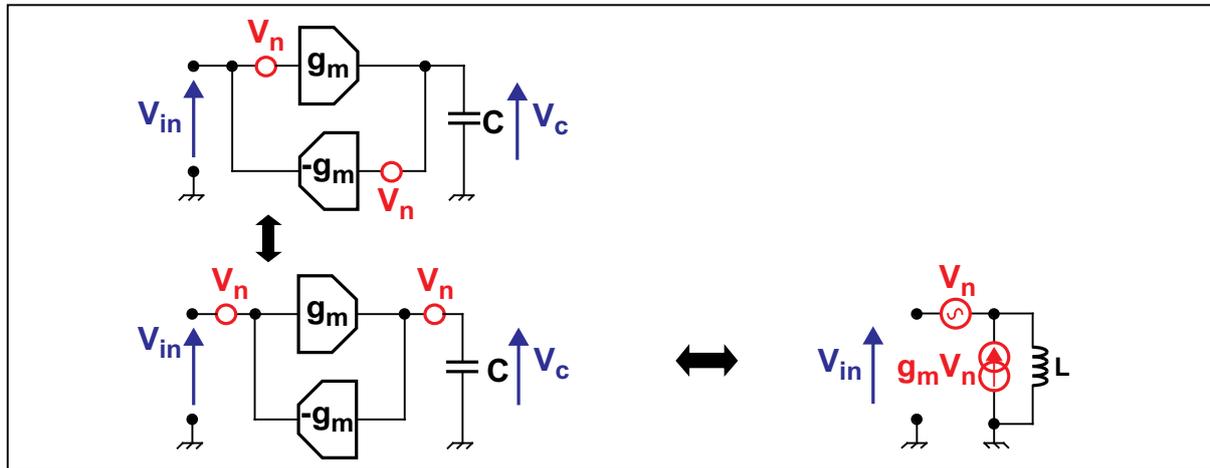
Dans le cas particulier où le gyrateur ne dispose que d'un unique pôle dominant, on peut approximer le déphasage par :

$$\phi = \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \approx \frac{\omega}{\omega_0} \Rightarrow R_p = -\frac{C \times \omega}{2 \times g_m^2 \times \phi} \approx -\frac{L_p \times \omega_0}{2}$$

$R_p$  correspond donc à une résistance négative dont la valeur est proportionnelle à la pulsation du premier pôle  $\omega_0 = \frac{g_m}{C}$ . Elle permet de compenser les pertes initiales de la structure. Toutefois, ce déphasage entraîne une augmentation parasite du gain qui peut être très importante et donc néfaste au bon fonctionnement du circuit.

#### IV.A.4. DÉFINITION DU BRUIT DANS UN GYRATEUR (INDUCTANCE À LA MASSE)

Le bruit est lui aussi un paramètre important qu'il convient de définir. Il peut être schématisé de la manière suivante (Figure IV.11) :



**Fig. IV.11: Bruit d'un gyrateur**

Si le bruit d'un étage CMOS de transconductance est représenté par une source de tension placée en série sur l'entrée, on peut alors associer à un gyrateur deux sources de bruit non corrélées sur chacun des deux étages de transconductance (Figure IV.11).

Dans le cas où la conductance de sortie de la transconductance est faible, les sources de bruit  $v_n$  peuvent être sorties de la boucle de contre réaction. Ceci donne au final une inductance équivalente associée à une source de courant de bruit ( $i_n = g_m v_n$ ) en parallèle et une source de tension de bruit ( $v_n$ ) en série.

Dans le cadre des gyrateurs, la plupart des transconductances sont réalisées à l'aide de paires MOS différentielles, ce qui dans ce cas de figure, nous donne pour la source de tension de bruit l'approximation suivante :

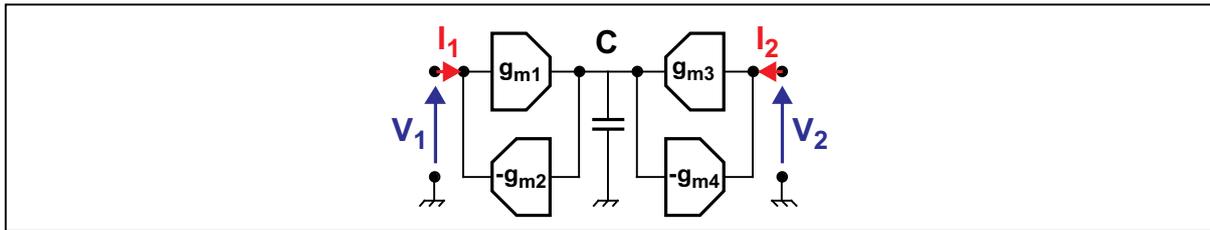
$$(\hat{v}_n)^2 = \frac{k \times T}{g_m} \tag{IV.10}$$

$k$  : constante de Boltzmann ( $k = 1,38e^{-23} \text{ JK}^{-1}$ )

T : température en Kelvin

Ces quelques points n'ont pas pour but d'être exhaustifs mais plutôt de présenter de manière générale ce qu'est un gyrateur pour ensuite détailler les différentes façons de choisir et d'optimiser les circuits de transconductance.

#### IV.A.5. TRANSMISSION DE PUISSANCE DANS UNE STRUCTURE 2 PORTS CONSTITUÉE DE 2 GYRATEURS (INDUCTANCE FLOTTANTE)



**Fig. IV.12: Inductance flottante**

Si on commence par représenter une structure 2 ports par sa matrice chaîne et qu'ensuite on calcule à partir de cette même matrice le rapport entre puissance moyenne d'entrée et puissance moyenne de sortie (en régime établie), on obtient [IV.13]:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.11})$$

$$\overline{P}_1 = \frac{1}{2} \times \text{Re}[V_1 \times I_1^*] \quad \overline{P}_2 = \frac{1}{2} \times \text{Re}[V_2 \times I_2^*] \quad (\text{IV.12})$$

Dans le cas d'une inductance flottante dont les quatre transconductances sont différentes, le rapport de puissance s'écrit (voir calcul en annexe) :

$$\overline{P}_1 = -\frac{1}{2} \times \frac{g_{m2} \times g_{m4}}{g_{m3} \times g_{m1}} \times \text{Re}[V_2 \times I_2^*] \Rightarrow \frac{\overline{P}_2}{\overline{P}_1} = -\frac{g_{m1} \times g_{m3}}{g_{m2} \times g_{m4}} \quad (\text{IV.13})$$

Le maximum de transmission de puissance aura lieu lorsque l'Equation (IV.14) sera vérifiée :

$$\left| \frac{\overline{P_2}}{\overline{P_1}} \right| = 1 \Leftrightarrow g_{m1} \times g_{m3} = g_{m2} \times g_{m4} \quad (IV.14)$$

Dans le cas d'une inductance flottante le courant d'entrée est identique au courant de sortie ce qui conduit à l'Equation (IV.15).

$$I_1 = g_{m2} \times V_c \rightarrow I_2 = -g_{m3} \times V_c \Rightarrow I_1 = -I_2 \Leftrightarrow g_{m2} = g_{m3} \quad (IV.15)$$

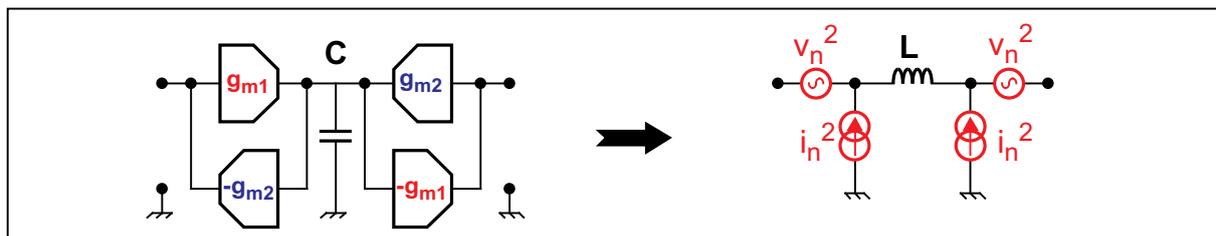
Les deux schémas représentés Figure IV.13 permettent une transmission maximum de puissance.



**Fig. IV.13: Inductance flottante avec transmission de puissance maximum**

Toutefois, le choix entre les deux structures ne peut se faire qu'en étudiant les paramètres de bruit et de linéarité.

#### IV.A.6. CALCUL DU BRUIT MINIMUM (FMIN) DANS LE CAS D'UNE TRANSMISSION DE PUISSANCE MAXIMUM ET DE LA RÉSISTANCE OPTIMUM DE TERMINAISON (RT) (INDUCTANCE FLOTTANTE)



**Fig. IV.14: Sources de bruit d'une inductance flottante**

Chacune des transconductances génère un bruit blanc thermique qui peut être représenté par des générateurs de tension de bruit  $v_n$  et de courant de bruit  $i_n$  sur les accès entrée sortie du gyrateur comme le montre la Figure IV.14. Ces sources de

bruit sont classiquement liées au  $g_m$  de la transconductance par le biais d'un coefficient  $\varepsilon$  aussi appelé facteur de bruit en excès.

La valeur efficace de la tension de bruit aux bornes d'une résistance  $R$  dans une bande de fréquence  $\Delta f$  est exprimée par la relation de Nyquist :

$$\overline{v_n^2} = 4 \times k \times T \times R \times \Delta f \tag{IV.16}$$

Dans le cas d'un gyrateur :

$$\frac{\overline{v_n^2}}{\Delta f} = \frac{4 \times k \times T \times \varepsilon}{g_{m1}} \quad \text{et} \quad \frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} = 4 \times k \times T \times \varepsilon \times g_{m2} \tag{IV.17}$$

$\varepsilon$  : facteur de bruit en excès ou encore NEF (Noise Excess Factor)

Par exemple, dans le cas d'un MOSFET en forte inversion ou saturation  $\varepsilon = 2/3$  en théorie (plutôt  $3/2$  en pratique). Par contre, pour un MOSFET en faible inversion ou un bipolaire  $\varepsilon = 1/2$ .

On peut ensuite définir la résistance optimum de terminaison  $R_t$  de la façon suivante :

$$R_t = \frac{\overline{v_n^2}}{\overline{i_n^2}} = \frac{1}{\sqrt{g_{m1} \times g_{m2}}} \tag{IV.18}$$

Généralement cette résistance  $R_t$  est fixée par l'impédance des ports de simulation ou l'impédance d'entrée ou de sortie des blocs adjacents. La valeur de  $R_t$  impose donc le produit  $g_{m1} g_{m2}$ .

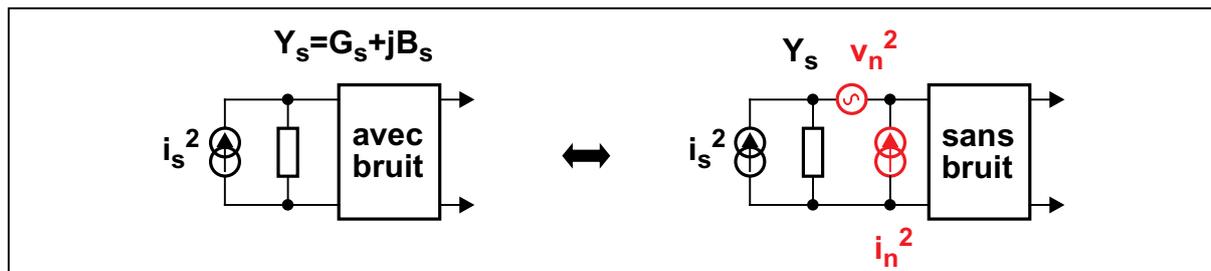


Fig. IV.15: Sources équivalentes de bruit dans une structure deux ports

Un quadripôle bruyant peut se représenter sous la forme d'un quadripôle non bruyant auquel sont associés deux générateurs de tension et de courant de bruit [IV.5] (Figure IV.15).

Le facteur de bruit  $F$  d'un quadripôle caractérise la dégradation du rapport signal sur bruit entre l'entrée et la sortie du quadripôle, le générateur étant un dipôle à la température normalisée  $T_0 = 230$  K.

$$F = \frac{\overline{i_s^2} + \overline{(i_n + Y_s \times v_n)^2}}{\overline{i_s^2}} \quad (IV.19)$$

Le facteur de bruit minimum  $F_{min}$  est défini par :

$$F_{min} = 1 + 2 \times R_n \times [G_{opt} + G_c] \quad (IV.20)$$

$G_{opt}$  : admittance optimum de bruit

$G_c$  : admittance de corrélation

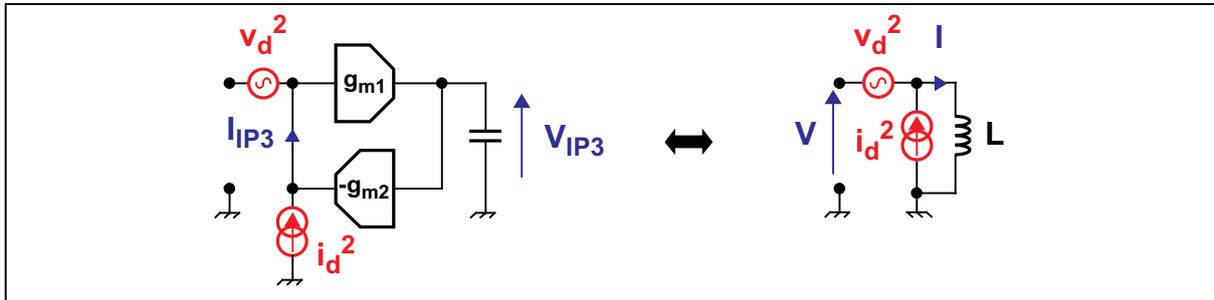
ce qui donne dans le cas d'une inductance flottante le résultat suivant (voir calcul en annexe) :

$$F_{min} = 2 \times \left[ 1 + 2 \times \varepsilon \times \sqrt{\frac{g_{m2}}{g_{m1}}} \right] \quad (IV.21)$$

Le facteur 2 provient du fait que dans le cas d'une inductance flottante deux sources équivalentes de bruit interviennent. Le facteur de bruit minimum est donc fonction du rapport  $g_{m2}$  sur  $g_{m1}$  alors que la résistance de bruit optimum de terminaison dépend du produit  $g_{m1} g_{m2}$ . Par conséquent, le facteur de bruit minimum ne dépend pas de la résistance optimum  $R_t$ . En effet, cette dernière impose le produit  $g_{m1} g_{m2}$  mais on dispose encore d'un degré de liberté sur le rapport  $g_{m2}$  sur  $g_{m1}$  qui caractérise  $F_{min}$ .

Cependant, la prise en compte des performances en terme de linéarité va fixer par la suite les deux valeurs de transconductance.

#### IV.A.7. CALCUL DE LINÉARITÉ : PRODUIT D'INTERMODULATION D'ORDRE 3 (IIP3) (INDUCTANCE À LA MASSE)



**Fig. IV.16: Modélisation des distorsions dans un gyrateur élémentaire**

L'analyse des distorsions est très complexe et il est nécessaire de faire certaines supposition et approximation afin de pouvoir les calculer. En effet, on considère généralement le cas où les deux fréquences fondamentales sont proches l'une de l'autre et les niveaux de distorsions faibles.

Les distorsions les plus importantes et critiques sont généralement les distorsions d'ordre 3 qu'il convient de prendre en compte lors de la conception du circuit. En effet, le produit d'intermodulation d'ordre 3 est lié aux fréquences fondamentales imposées à l'entrée. En ce qui concerne le gyrateur élémentaire, ces distorsions d'ordre 3 peuvent être modélisées [IV.14] par le biais d'une source de tension  $V_d$  et d'une source de courant  $I_d$  additionnelles disposées à l'entrée du gyrateur comme la modélisation en bruit (Figure IV.16) d'une structure à 2 accès avec les paramètres suivants :

$$|v_d| = |V| \times \left( \frac{|V|}{V_{IP3}} \right)^2 \quad (IV.22)$$

$$|i_d| = |I| \times \left( \frac{|I|}{I_{IP3}} \right)^2 \quad (IV.23)$$

$$I_{IP3} = g_{m2} \times V_{IP3} \quad (IV.24)$$

$V_{IP3}$  et  $I_{IP3}$  représente les points d'interception en tension et courant. Ils sont extrapolés des mesures de distorsion en faible amplitude, c'est à dire pour des tension courant en dessous du gain de compression.

Le maximum de distorsion apparaît pour des tensions élevées. Dans le cas d'un filtre, ce maximum intervient au moment où l'inductance entre en résonance avec les autres éléments du filtre. Ce concept peut s'appliquer aux éléments environnants la structure de filtrage à base de résonateurs BAW. L'approche sera simplifiée en considérant les éléments extérieurs comme étant une capacité et une résistance (Figure IV.17).



**Fig. IV.17: Circuit équivalent présenté par le filtre à l'inductance  $L$  a/ au voisinage du DC, b/ à la résonance**

$$\text{avec } V_s = 2 \times R_t \times I_s \quad \text{et} \quad V = R_{eff} \times I_{eff} \quad (\text{IV.25})$$

Au voisinage du DC la résistance qui intervient dans le circuit équivalent est  $2R_t$  car l'impédance présentée par le gyrateur est l'impédance optimum. De plus, il s'agit d'une inductance flottante donc la résistance  $R_t$  est multipliée par 2. En revanche, la résistance  $2R_t$  devient  $R_{eff}$  à la fréquence de résonance de l'inductance car le filtre agit tel un transformateur d'impédance. Ceci modifie donc la source de courant  $I_s$  qui devient  $I_{eff}$  tel que  $\frac{R_t}{I_s^2} = \frac{R_{eff}}{I_{eff}^2}$ . Après calcul en annexe, on obtient

l'Equation (IV.26) qui définit l'IIP3 :

$$IIP3 = \frac{V_{IP3, eff}^2}{8 \times R_t} \approx \frac{V_{IP3}^2}{R_t \times (2 \times Q_t \times Q_r)^{3/2} \times \left[ 1 + \frac{Q_r^2}{Q_t^4} \times \left( \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right)^2 \right]^{1/2}} \quad (\text{IV.26})$$

Bien que cette expression de l'IIP3 ne soit qu'une approximation, elle met tout de même l'accent sur les différents paramètres qui interviennent. On remarquera par exemple que le rapport des transconductances  $g_{m1}$  sur  $g_{m2}$  agit de manière

significative sur la linéarité. En revanche, cela ne nous donne pas de règle quant au choix des valeurs.

#### IV.A.8. OPTIMISATION DE LA PLAGE DE LINÉARITÉ (DYNAMIC RANGE) (INDUCTANCE À LA MASSE)

Pour cela, on peut utiliser le paramètre suivant SFDR (Spurious Free Dynamic Range) qui s'exprime en fonction de l'IIP3 et du bruit.

$$SFDR = \left[ \frac{IIP3}{F \times k \times T \times B} \right]^{2/3} \quad (IV.27)$$

$$SFDR \approx \left[ \frac{V_{IP3}^2}{4 \times k \times T \times B \times \varepsilon \times (2 \times Q_t \times Q_r)^{3/2} \times R_t \times \left[ \frac{g_{m2}}{g_{m1}} + \frac{Q_r^2}{Q_t^4} \times \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right]^{1/2}} \right]^{2/3} \quad (IV.28)$$

Ainsi, on peut définir les valeurs de transconductances  $g_{m1}$   $g_{m2}$  de manière à obtenir un bruit minimum et un IIP3 maximum. Pour cela, il convient de minimiser le

terme  $R_t \times \left[ \frac{g_{m2}}{g_{m1}} + \frac{Q_r^2}{Q_t^4} \times \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right]^{1/2}$  en posant la contrainte de puissance constante qui se

traduit par  $g_{m1} + g_{m2} = cte$ . En effet, si on se reporte à l'Equation (IV.5) et que l'on considère que  $V_{in}$  et  $I_{in}$  sont constants, quand  $g_{m1}$  augmente alors  $g_{m2}$  doit diminuer et vis et versa. De cette manière,  $g_{m1} = cte - g_{m2}$  que l'on réinjecte dans le terme à minimiser pour ensuite le dériver et obtenir enfin la condition suivante :

$$SFDR_{optimum} \Leftrightarrow \frac{g_{m2}}{g_{m1}} = \frac{Q_r^{2/3}}{Q_t^{4/3}} \quad (IV.29)$$

On obtient ainsi toutes les notions nécessaires afin de choisir correctement les valeurs de transconductances  $g_{m1}$  et  $g_{m2}$ . La plupart de ces calculs sont issues d'approximations qu'il convient de nuancer mais qui permettent toutefois de se familiariser avec le fonctionnement d'un gyrateur et les règles qui régissent ses performances en terme de puissance, bruit et linéarité.

Avant de passer au panorama des différentes structures de transconductances il convient de définir un dernier paramètre qui permettra par la suite de les comparer ces structures entre elles. Il s'agit du rapport signal sur bruit normalisé.

#### IV.A.9. DÉFINITION DU RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT NORMALISÉ (NSNR)

Afin de pouvoir effectuer un classement des différentes structures de transconductances, il est nécessaire de définir un facteur de mérite tenant compte de tous les paramètres importants, à savoir, le bruit, la linéarité, le rapport signal sur bruit et la puissance dissipée. Ce terme est appelé rapport signal sur bruit normalisé (NSNR) [IV.15]. Le NSNR est en fait défini par rapport aux différentes règles d'évolution d'un paramètre par rapport à un autre comme par exemple le fait que le SNR augmente linéairement avec la puissance dissipée. Cela nous amène donc à la relation suivante :

$$NSNR_{dB} = SNR_{dB} + 10 \times \log\left(\frac{IM3_N}{IM3} \times \frac{BW}{BW_N} \times \frac{P_{dis,N}}{P_{dis}}\right) \quad (IV.30)$$

- $BW_N = 1\text{Hz}$  : communément utilisé dans les mesures de bruit et dans les simulations,
- $P_{dis,N} = 1\text{mW}$  : car le mW est typiquement utilisé pour exprimer les puissances consommées dans les circuits RF,
- $IM3_N = 1\%$  : car cette valeur est utilisée pour définir la plage de variation du signal d'entrée. Elle est ainsi suffisamment élevée pour pouvoir être facilement mesurée et suffisamment faible pour que l'on reste dans la zone faiblement non linéaire. Ainsi, on peut relier facilement différents paramètres caractérisant les non linéarités comme par exemple  $IM_3 = 3xHD_3$  ou encore  $IIP1_{dB} \approx IIP3_{dB} - 10$ .

HD3 : harmonique de distorsion d'ordre 3

Dans le cas où  $BW = BW_N$  et  $IM_3 = IM3_N$ , le rapport signal sur bruit (SNR) s'écrit :

$$\frac{S}{N} = \frac{\frac{1}{2} \times g_m^2 \times \overline{V_{in, IM3_N}^2}}{4 \times k \times T \times \varepsilon \times g_m \times BW_N} \quad (IV.31)$$

Si on considère une transconductance simple dans une zone de faibles non linéarités et à basses fréquences on peut écrire les signal de sortie en fonction du signal d'entrée comme suit [IV.16].

$$v_{out} = a_0 + a_1 \times v_{in} + a_2 \times v_{in}^2 + a_3 \times v_{in}^3 + \dots \quad (IV.32)$$

$$\text{avec } a_n = \frac{1}{n!} \times \left. \frac{d^n v_{out}}{dv_{in}^n} \right|_{v_{in}=0} \quad (IV.33)$$

$$\text{si } v_{in} = A \times [\cos(\omega_1 \times t) + \cos(\omega_2 \times t)] \quad (IV.34)$$

$$\text{alors } IM3 = \frac{3}{4} \times \frac{a_3}{a_1} \times A^2 = \frac{3}{4} \times \frac{a_3}{a_1} \times \overline{V_{in}^2} \Rightarrow IM3_N = \frac{3}{4} \times \frac{a_3}{a_1} \times \overline{V_{in, IM3_N}^2} \quad (IV.35)$$

Ceci nous permet d'aboutir à une expression finale du NSNR :

$$NSNR = \frac{P_N}{8 \times k \times T \times BW_N} \times \frac{4 \times g_m^2 \times IM3_N}{3 \times \varepsilon \times a_3 \times P_{dis}} = \alpha_N \times \frac{4 \times g_m^2 \times IM3_N}{3 \times \varepsilon \times a_3 \times V_{dd} \times I_{dd}} \quad (IV.36)$$

Par conséquent, pour une optimisation du NSNR il faudra un fort  $g_m$  et un fort IM3 (donc une forte linéarité) ainsi qu'un faible  $\varepsilon$  (dépend de la zone de fonctionnement du transistor) et une faible consommation ( $P_{dis} = V_{dd} I_{dd}$ ).

Les différents paramètres utiles à une bonne compréhension du fonctionnement des gyrateurs ayant été abordés, nous allons à présent passer en revue les différentes structures de transconductances étudiées.

## IV.B. LES STRUCTURES D'INDUCTANCES ACTIVES [IV.7]

### IV.B.1. SPÉCIFICATIONS POUR LA RÉALISATION D'UNE INDUCTANCE ACTIVE POUR LE STANDARD WCDMA

Commençons tout d'abord par définir les spécifications de l'inductance active pour un fonctionnement à  $f_0 = 2.14\text{GHz}$ , une valeur  $L = 4\text{nH}$  et un facteur de qualité  $Q = 100$ .

On a vu dans les paragraphes précédents que  $\omega_0 = \frac{g_m}{C}$ ,  $L = \frac{C}{g_m^2}$  et  $R = \frac{g_0}{g_m^2}$

ce qui nous permet de définir les spécifications suivantes :

$$g_m = \frac{1}{L \times \omega_0} \approx 18.6\text{mS} \quad (\text{IV.37})$$

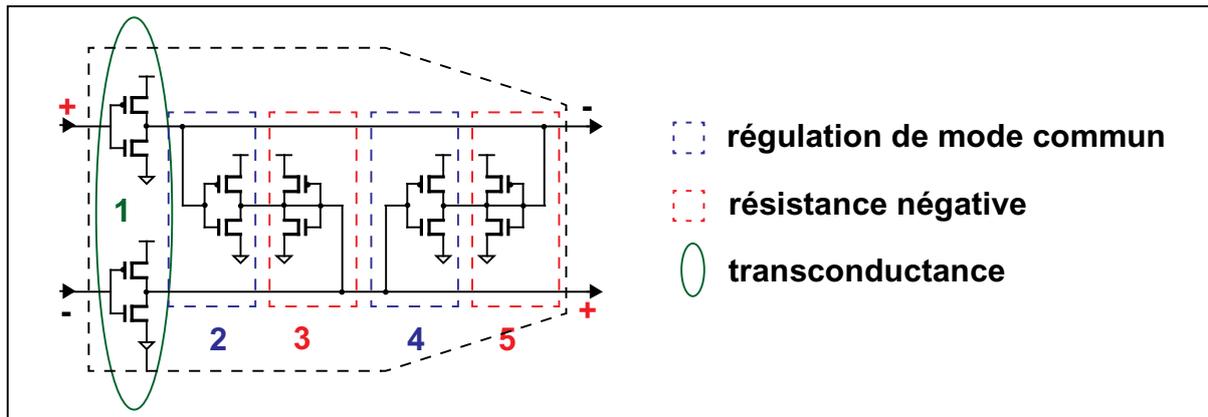
$$C = \frac{1}{L \times \omega_0^2} \approx 1.38\text{pF} \quad (\text{IV.38})$$

$$g_0 = \frac{1}{Q \times L \times \omega_0} \approx 185.9\mu\text{S} \quad (\text{IV.39})$$

Il ne faut pas oublier d'ajouter à cela la plage de linéarité issue des spécifications du standard WCDMA et des surtensions observées au sein du filtre. Ceci nous donne une plage de variation pour la tension d'entrée entre  $-260\text{mV}$  et  $260\text{mV}$ .

Nous allons maintenant passer en revue les différentes structures de transconductances étudiées en évoquant le principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients.

## IV.B.2. LA TRANSCONDUCTANCE DE NAUTA



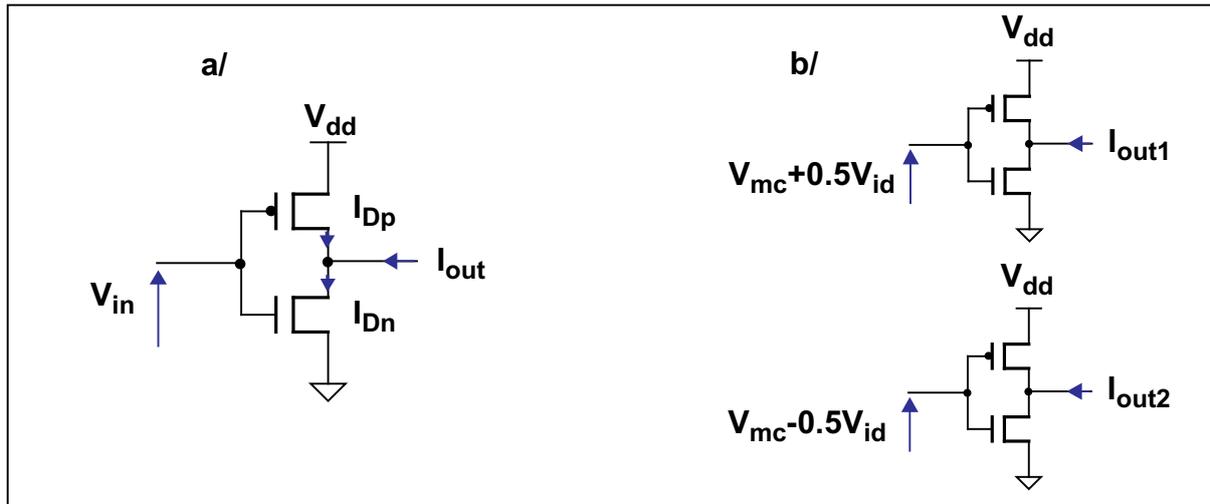
**Fig. IV.18: Transconductance de Nauta**

Il s'agit d'une transconductance différentielle CMOS (1) qui intègre une régulation de mode commun (2, 4) et une résistance négative (3, 5) (Figure IV.18) [IV.17], [IV.18].

Tout d'abord, cette structure ne possède pas de noeud interne. Ces noeuds génèrent des déphasages et par conséquent des pôles qui limitent le fonctionnement en fréquence. Cette structure permet donc une utilisation que l'on peut qualifier d'optimum en fréquence et dispose ainsi d'une bonne bande passante.

La transconductance est générée par le biais de deux inverseurs CMOS (1) constitués par deux transistors NMOS et PMOS en saturation.

Pour un inverseur simple (Figure IV.19 a/), on a :



**Fig. IV.19: Schéma électrique d'un inverseur CMOS a/ simple et b/ différentiel**

$$I_{Dn} = \frac{\mu_n \times Cox \times W_n}{2 \times L_n} \times (V_{GSn} - V_{tn})^2 = \frac{\beta_n}{2} \times (V_{GSn} - V_{tn})^2 \quad (IV.40)$$

$$I_{Dp} = \frac{\mu_p \times Cox \times W_p}{2 \times L_p} \times (V_{GSp} - V_{tp})^2 = \frac{\beta_p}{2} \times (V_{GSp} - V_{tp})^2 \quad (IV.41)$$

$$I_{out} = I_{Dn} - I_{Dp} = a \times (V_{in} - V_{tn})^2 + b \times V_{in} + c \quad (IV.42)$$

$$a = \frac{1}{2} \times (\beta_n - \beta_p) \quad (IV.43)$$

$$b = \beta_p \times (V_{dd} - V_{tn} + V_{tp}) \quad (IV.44)$$

$$c = \frac{1}{2} \times \beta_p \times (V_{tn}^2 - (V_{dd} + V_{tp})^2) \quad (IV.45)$$

$I_{Di}$  : courant de drain du transistor iMOS

$V_{GSi}$  : tension grille source du transistor iMOS

$V_{ti}$  : tension de seuil du transistor iMOS

$\mu_i$  : mobilité des électrons du transistor iMOS

$\beta_i$  : paramètre de transconductance du transistor iMOS

$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$  : capacité de l'oxyde de grille du transistor par unité de surface

$\epsilon_{ox}$  : permittivité de l'oxyde de grille

$t_{ox}$  : épaisseur de l'oxyde de grille

$W_i$  : largeur du transistor iMOS

$L_i$  : longueur du transistor iMOS

On définit ensuite la tension de mode commun  $V_{mc}$  comme étant la tension d'entrée  $V_{in}$  lorsque le courant de sortie  $I_{out}$  est nul.

$$V_{mc} = \frac{V_{dd} - V_{tn} + V_{tp}}{1 + \sqrt{\frac{\beta_n}{\beta_p}}} + V_{tn} \quad (IV.46)$$

On remarque aussi que dans le cas où  $\beta_n = \beta_p$  alors  $V_{tn} = -V_{tp}$  et par conséquent  $V_{mc} = 1/2 V_{dd}$ .

Dans le cas d'une structure différentielle (Figure IV.19 b/) le cheminement pour déterminer la transconductance différentielle est similaire. Pour cela, il suffit de considérer deux inverseurs dont les tensions d'entrée sont  $V_{mc} + 0.5V_{id}$  et  $V_{mc} - 0.5V_{id}$ .  $V_{id}$  représente la tension d'entrée différentielle

$$I_{out1} = a \times (V_{mc} - V_{tn} + 0.5 \times V_{id})^2 + b \times (V_{mc} + 0.5 \times V_{id}) + c \quad (IV.47)$$

$$I_{out2} = a \times (V_{mc} - V_{tn} - 0.5 \times V_{id})^2 + b \times (V_{mc} - 0.5 \times V_{id}) + c \quad (IV.48)$$

$$I_{out, dif} = I_{out1} - I_{out2} = V_{id} \times (V_{dd} - V_{tn} + V_{tp}) \times \sqrt{\beta_n \times \beta_p} \quad (IV.49)$$

$$I_{out, dif} = g_{m, dif} \times V_{id} \quad (IV.50)$$

La valeur de la transconductance est donc fonction de la tension d'alimentation  $V_{dd}$  (et par conséquent de la puissance dissipée) ainsi que du dimensionnement des transistors.

A cette structure de transconductance différentielle a été ajoutée un contrôle de mode commun et une résistance négative. La régulation de mode commun (2, 4)

fait en sorte de présenter une faible impédance  $\frac{1}{g_{m, NMOS} + g_{m, PMOS}}$  au signal de

mode commun et une forte impédance  $\frac{1}{g_{m, NMOS} - g_{m, PMOS}}$  au signal différentiel.

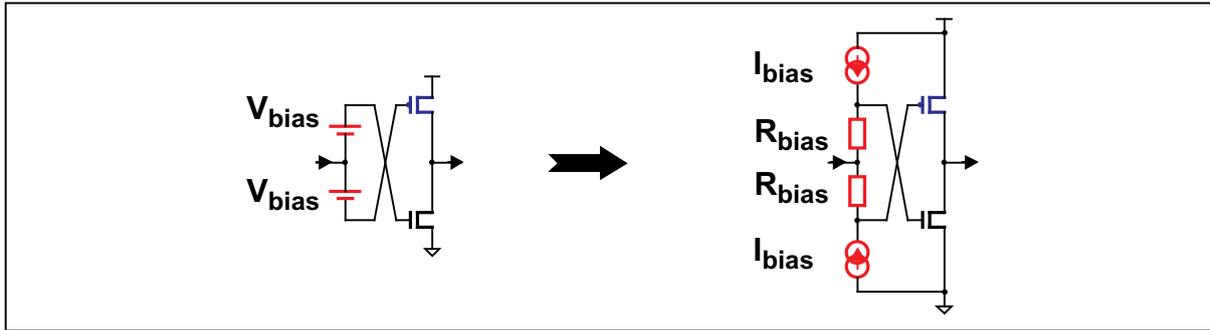
Dans le cas où les deux transistors NMOS et PMOS disposent du même  $g_m$ , on obtient alors en théorie une impédance qui tend vers 0 pour le signal de mode commun et une résistance qui tend vers l'infini pour le signal différentiel. De plus, les inverseurs (2, 4) doivent être dimensionnés de façon à pouvoir fournir ou absorber le courant venant des inverseurs (1). Par conséquent les transistors (2, 4) doivent être au moins aussi gros que les transistors (1).

La résistance négative (3, 5) quant à elle permet d'augmenter le gain DC de la transconductance, gain que l'on peut aussi faire varier en agissant sur une tension d'alimentation  $V_{dd}$ . En effet, la diminution du gain DC est lié aux conductances de sortie des inverseurs (1) générant la transconductance. Pour obtenir cette résistance négative il faut que  $g_m(2, 4) > g_m(3, 5)$ . Ceci implique donc que les transistors (3, 5) doivent être plus petit que les transistors (2, 4).

De part cette structure à base d'inverseurs, la transconductance de Nauta nécessite l'utilisation de grands transistors pour obtenir une forte valeur de  $g_m$  ce qui entraîne obligatoirement de fortes capacités parasites en entrée et en sortie. La solution qui suit permet justement de réduire ces capacités parasites.

### IV.B.3. TRANSCONDUCTANCE DE LEE ET PAN

Lee et Pan [IV.19] ont proposé une transconductance variable qui exploite des sources de tension variables.



**Fig. IV.20: Transconductance de Lee et Pan**

Ce dispositif permet de réguler le mode commun du circuit par le biais d'une résistance et d'une source de courant de polarisation, source de courant variable. De cette manière on obtient pour l'expression de la transconductance différentielle :

$$I_{out, dif} = V_{in, dif} \times (V_{dd} + 2 \times V_{bias} - V_{tn} + V_{tp}) \times \sqrt{\beta_n \times \beta_p} \quad (IV.51)$$

$$I_{out, dif} = g_{m, dif} \times V_{in, dif} \quad (IV.52)$$

On obtient ainsi une transconductance qui varie linéairement avec  $I_{bias}$ , et ceci sous alimentation constante. Toutefois, elle possède l'inconvénient de disposer de noeuds internes et par conséquent d'une limitation au niveau de la bande passante. En effet, si on considère  $C_{par}$  comme étant la capacité parasite au niveau de ce noeud, on peut définir un pôle parasite à la pulsation  $\omega_{par} \approx \frac{2}{C_{par} \times R_{bias}}$ .

On peut néanmoins déplacer ce problème de deux façons :

- Tout d'abord en diminuant la valeur de la résistance de polarisation  $R_{bias}$  mais le courant de polarisation  $I_{bias}$  doit être augmenté pour maintenir  $V_{bias}$  constant. Ceci implique donc une augmentation de la puissance consommée. De plus, afin de maintenir une tension d'overdrive  $V_{ov}$  faible sur les transistors MOS ; la taille de ces derniers doit être augmentée, et par la même la valeur de la capacité parasite  $C_{par}$
- La seconde solution consiste à éliminer le pôle parasite grâce à la génération d'un zéro. Celui-ci est généré par une capacité de

compensation  $C_{comp}$  disposée en parallèle avec la résistance  $R_{bias}$ .

Cependant, plus cette capacité est grande et plus sa surface est importante ce qui contribue à augmenter la capacité parasite. Malgré tout, le fonctionnement à hautes fréquences reste possible pour une résistance  $R_{bias}$  et une capacité  $C_{comp}$  faibles.

En analysant la tension de polarisation  $V_{GS}$  des transistors MOS, on arrive à :

$$V_{GSn} = \frac{V_{dd} + 2 \times V_{bias} + V_{tn} \times \sqrt{\frac{\beta_n}{\beta_p}} - |V_{tp}|}{1 + \sqrt{\frac{\beta_n}{\beta_p}}} \quad (IV.53)$$

Si maintenant on considère que  $\beta_n = \beta_p$ , alors  $V_{tn} = |V_{tp}|$ .

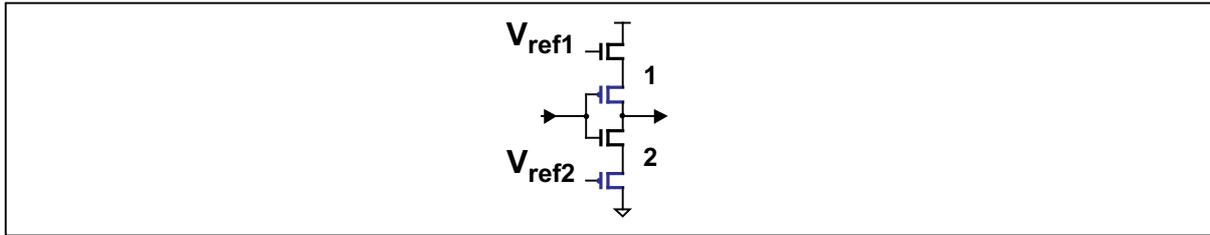
$$V_{GSn} \approx \frac{V_{dd}}{2} + V_{bias} \approx V_{GSp} \quad (IV.54)$$

Ainsi, on peut en déduire que  $V_{bias}$  peut varier entre 0 et  $\frac{V_{dd}}{2} - V_{ov}$ . Il faut tout de même garder à l'esprit que pour obtenir une bonne linéarité, il convient d'avoir  $V_{GSn} \approx 1V$ .

Enfin, étant donné que la transconductance doit disposer d'une impédance d'entrée élevée il faudra employer pour les sources de courant  $I_{bias}$  des structures à forte impédance de sortie comme par exemple des montages de type cascode.

#### IV.B.4. TRANSCONDUCTANCE DE PARK ET SCHAUMANN

Cette nouvelle structure [IV.20] reprend elle aussi des inverseurs pour générer le  $g_m$  mais permet en plus de diminuer les capacités parasites qui limitent la transconductance de Nauta.



**Fig. IV.21: Transconductance de Park et Schaumann**

Les quatre transistors de la structure fonctionnent en régime saturé. De plus, la linéarité étant fonction du dimensionnement des transistors NMOS par rapport aux transistors PMOS, il convient de les prendre de dimensions identiques.

Cette structure est la même que celle employée par Nauta à ceci près qu'ici on utilise non pas un transistor seul mais une paire de transistors NMOS CMOS (1 et 2) pour réaliser l'inverseur.

Un inverseur CMOS simple possède de bonnes performances en terme de réponse en fréquence et de distorsion. En revanche, son immunité au bruit d'alimentation est faible et son comportement linéaire dépend grandement de l'appariement entre NMOS et PMOS. Par exemple, le courant  $I_D$  dépend de la mobilité effective des électrons  $\mu_{eff}$  qui dépend de la polarisation et de la température. Par conséquent, l'appariement est difficile. La structure présentée ici permet de s'affranchir des contraintes en terme d'appariement et de sensibilité au bruit d'alimentation tout en ajoutant la possibilité d'accord de la transconductance.

$$I_1 = k_{eff} \times (V_{ref1} - V_{in} - V_{tn1} - |V_{tp1}|)^2 \quad (IV.55)$$

$$I_2 = k_{eff} \times (V_{in} + V_{ref2} - V_{tn2} - |V_{tp2}|)^2 \quad (IV.56)$$

$$k_{eff} = \frac{k_n \times k_p}{(\sqrt{k_n} + \sqrt{k_p})^2} \quad (IV.57)$$

$$k_{n,p} = \frac{1}{2} \times \left[ \mu_{eff} \times C_{ox} \times \frac{W}{L} \right]_{n,p} \quad (IV.58)$$

$$I_{out} = -2 \times k_{eff} \times [V_{ref1} + V_{ref2} - \sum V_t] \times V_{in} + \dots$$

$$\dots + k_{eff} \times [V_{ref1} + V_{ref2} - \sum V_t] \times \Delta V_t \quad (IV.59)$$

$$\sum V_t = V_{tn1} + V_{tn2} + |V_{tp1}| + |V_{tp2}| \quad (IV.60)$$

$$\Delta V_t = (V_{tn2} - V_{tn1}) + (|V_{tp2}| - |V_{tp1}|) + (V_{ref1} - V_{ref2}) \quad (IV.61)$$

Dans le cas où l'effet substrat est négligé, on peut admettre que  $V_{ref1} = V_{ref2}$

$$I_{out} = -2 \times k_{eff} \times [V_{ref1} + V_{ref2} - \sum V_t] \times V_{in} = -g_{mt} \times V_{in} \quad (IV.62)$$

Cette cellule permet donc de s'affranchir de l'appariement et permet d'obtenir une valeur de transconductance variable. Toutefois, cette valeur est limitée par  $k_{eff}$  qui est une fonction décroissante en fonction des dimensions des transistors.

#### IV.B.5. TRANSCONDUCTANCE DE SZCZEPANSKI

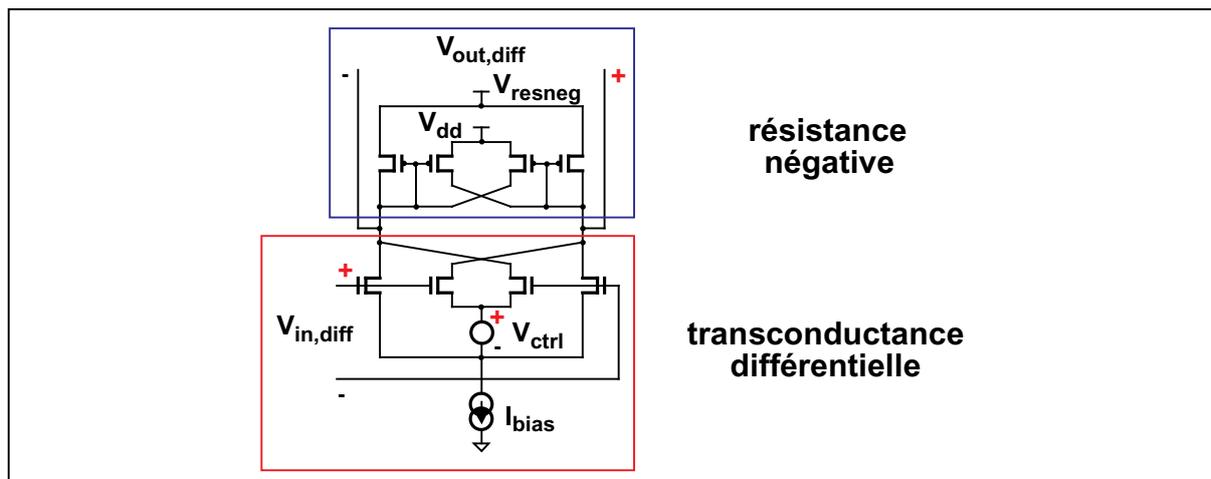


Fig. IV.22: Transconductance de Szczepanski

La cellule présentée ici [IV.21] exploite des paires de transistors MOS différentielles entrecroisées permettant une linéarisation de la valeur de la transconductance.

Dans ce cas, le fait de ne pas avoir de noeud interne permet un fonctionnement à fréquences élevées. De plus, la présence d'une résistance négative en parallèle avec la transconductance permet d'augmenter le gain DC de la structure. En effet, elle permet de compenser les conductances de sortie des transistors MOS

qui diminue la plage de fonctionnement de la transconductance (voir paragraphe IV.A.2). Dans ce cas, le gain en courant peut s'écrire de façon simplifié :

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{G_{m,trans}}{j \times C \times \omega + \frac{1}{R_{in}} + G_{0,res} - G_{m,res}} \quad (IV.63)$$

$G_{m,trans}$  : valeur de la transconductance utile.

$G_{m,res}$  : valeur de la transconductance présentée par la résistance négative.

$G_{0,res}$  : valeur de la conductance de sortie de la résistance négative.

Ceci nous permet donc de dire que notre structure est sans perte à partir du moment où  $G_{m,res} = \frac{1}{R_{in}} + G_{0,res}$ . Toutefois, il faut veiller à ce que  $G_{m,res} \leq \frac{1}{R_{in}} + G_{0,res}$  afin que la condition de stabilité soit respectée (stabilité = pôle à partie réelle négative).

Cette structure permet aussi d'obtenir un caractère ajustable avec d'une part une transconductance fonction de  $V_{ctrl}$  et d'autre part une résistance négative fonction de  $V_{resneg}$ .

Toutefois, elle nécessite une forte consommation et par conséquent un bruit important (le bruit est fonction des deux  $G_m$ ) pour atteindre les spécifications.

#### IV.B.6. BILAN SUR LES STRUCTURE D'INDUCTANCES ACTIVES

Après avoir étudié quelques structures d'inductances actives, nous allons faire un récapitulatif des différents avantages et inconvénients afin de statuer sur la viabilité de telles structures.

Structure	Avantages	Inconvénients
Nauta	grande valeur de $g_m$ possible pas de noeud interne grande linéarité bon facteur de qualité	capacités parasites trop élevées $g_m$ variable mais difficile à réaliser consommation élevée mauvaise régulation du mode commun
Lee et Pan	grande valeur de $g_m$ possible grande linéarité capacités parasites faibles $g_m$ variable bonne régulation du mode commun	noeud interne consommation élevée
Park et Schaumann	grande linéarité capacités parasites faibles pas de noeud interne $g_m$ variable	grande valeur de $g_m$ impossible mauvaise régulation du mode commun consommation élevée
Szczepanski	grande linéarité pas de noeud interne bonne régulation du mode commun bon facteur de qualité	grande valeur de $g_m$ impossible capacités parasites trop élevées consommation élevée

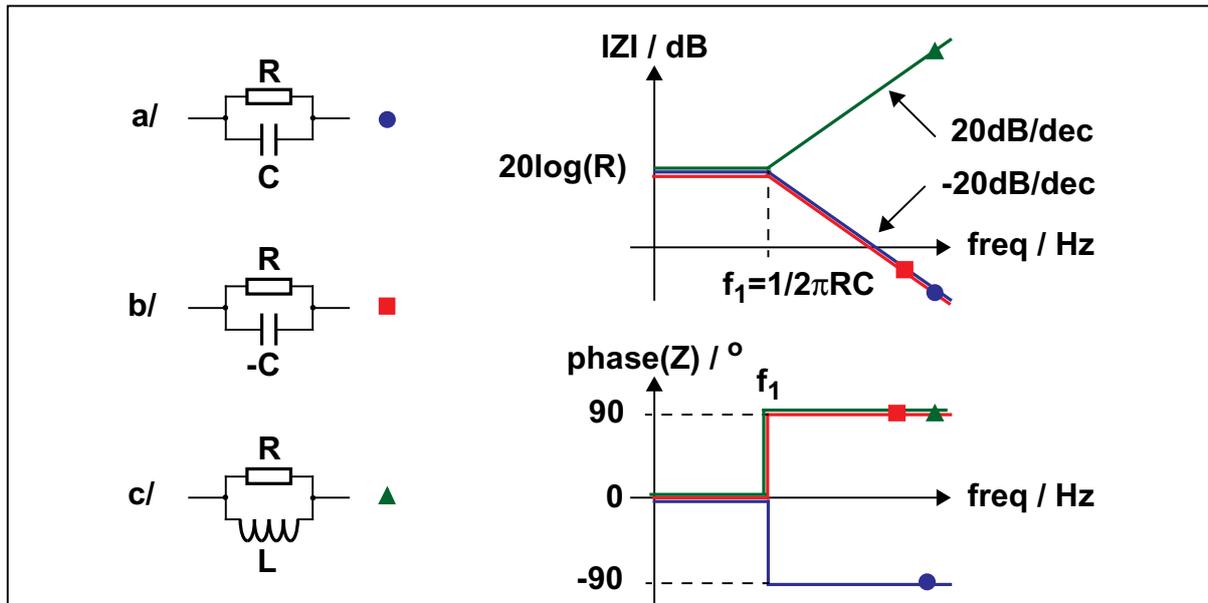
**Table IV.2: Bilan des structures d'inductances actives**

Ce tableau permet de conclure sur le fait que les structures d'inductances actives ne sont pas adaptées à nos besoins à cause d'inconvénients majeurs comme une valeur de transconductance trop faible, la présence de noeuds internes qui limitent la fréquence de fonctionnement ou encore une consommation excessive.

Ceci nous a donc amené à réfléchir sur d'autres types de solutions permettant de déplacer l'anti-résonance du résonateur BAW afin de réaliser l'accord en fréquence. La capacité négative est une solution.

## V. CAPACITÉ NÉGATIVE

La Figure IV.23 présente le module et la phase de l'impédance d'une capacité positive et négative ainsi que d'une inductance afin de bien mettre en évidence les différences qui existent entre ces trois éléments.



**Fig. IV.23: Module et phase a/ d'une capacité positive, b/ d'une capacité négative, c/ d'une inductance active**

La résistance R est la résistance parasite de l'élément considéré (coefficient de qualité fini).

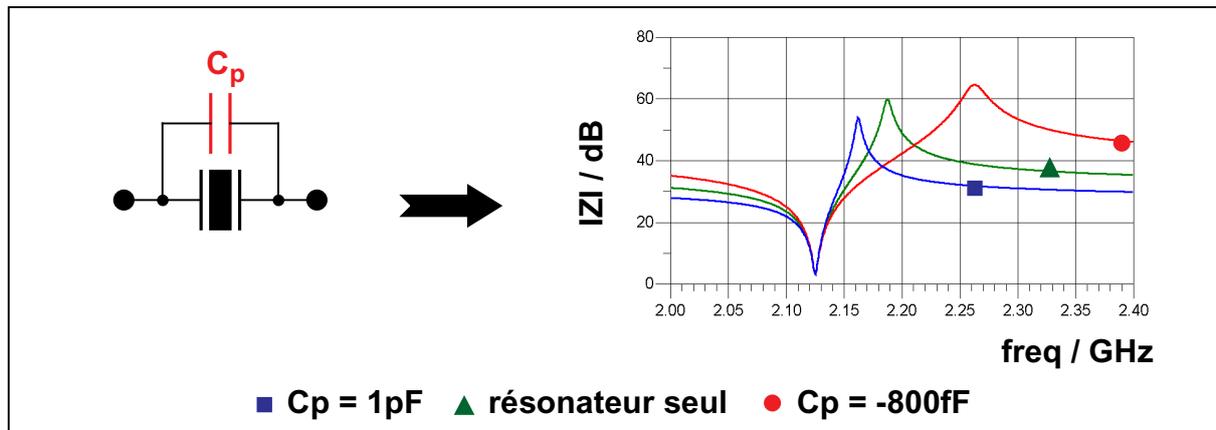
L'idée d'utiliser une capacité négative fait suite à l'étude faite au chapitre I sur l'impact d'éléments passifs sur le résonateur BAW. En effet, l'anti-résonance est liée à la capacité  $C_0$ . Par conséquent, en modifiant cette capacité  $C_0$  il est possible de modifier l'anti-résonance. Le paragraphe suivant est donc consacré à l'impact d'une capacité négative sur le résonateur BAW.

### V.A. IMPACT D'UNE CAPACITÉ NÉGATIVE SUR LE RÉSONATEUR BAW SEUL

En se référant au paragraphe IV.B du chapitre I, on constate que les éléments passifs rajoutés autour du résonateur BAW permettent de faire varier les fréquences de résonance de ce dernier. Cependant, cette variation se traduit par une diminution

du coefficient de couplage électromécanique  $kt^2$ , ce que nous ne souhaitons pas. C'est pour cette raison que l'association résonateur BAW, inductance parallèle et capacité série a été mise en place. Or, celle-ci est contraignante à cause de l'anti-résonance parasite, du décalage limité et de l'encombrement spatiale.

D'où l'idée d'une capacité négative que l'on dispose en parallèle avec le résonateur BAW, à la place de l'inductance, afin de diminuer la valeur de la capacité  $C_0$  et par la même occasion afin d'agir sur la fréquence d'anti-résonance.



**Fig. IV.24: Impact de la capacité négative sur le résonateur BAW**

Les équations associées à l'impédance de ce bloc sont :

$$Z = j \times \frac{1 - Lm \times Cm \times \omega^2}{(Lm \times Cm \times C0 + Lm \times Cm \times Cp) \times \omega^3 - (Cm + C0 + Cp) \times \omega} \quad (IV.64)$$

$$\omega_s = \sqrt{\frac{1}{Lm \times Cm}} \quad (IV.65)$$

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{Lm \times Cm}} \times \sqrt{\frac{Cm + C0 + Cp}{C0 + Cp}} \quad (IV.66)$$

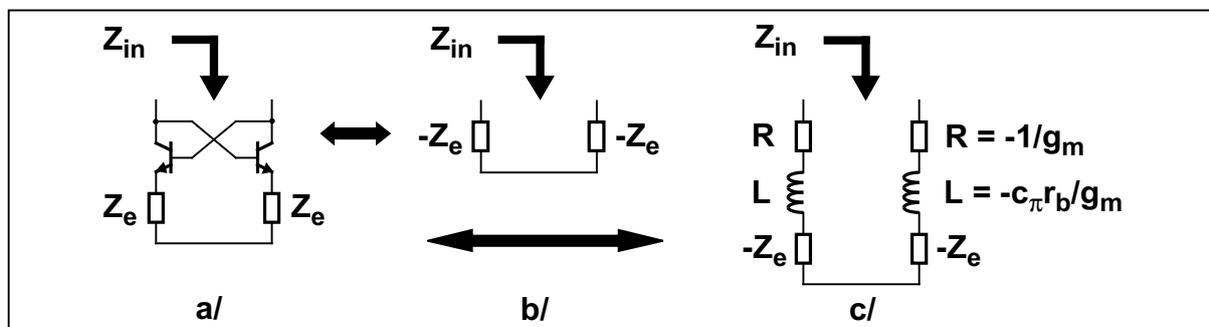
L'ajout d'une capacité en parallèle avec le résonateur agit directement sur la fréquence d'anti-résonance  $f_p$  sans modifier la fréquence de résonance  $f_s$ . L'inconvénient que nous avons observé avec la capacité positive était la diminution virtuelle du  $kt^2$ . Ceci n'est plus le cas avec la capacité négative puisqu'elle permet de

déplacer l'anti-résonance vers les hautes fréquences ce qui augmente virtuellement le  $kt^2$  jusqu'à tendre vers l'équivalent d'un circuit résonant LC.

Cette solution permet non seulement de décaler l'anti-résonance vers les hautes fréquences, autorisant ainsi la variation de la fréquence de résonance, mais aussi d'éliminer l'inconvénient de l'inductance qui est la création d'une anti-résonance parasite limitant le décalage.

## V.B. LA STRUCTURE DE LA CAPACITÉ NÉGATIVE

La solution provient la encore des oscillateurs LC utilisant des résistances négatives afin d'améliorer le gain DC [IV.22], [IV.23].



**Fig. IV.25: a/ Transformateur d'impédance négative**

**b/ Modèle équivalent simplifié**

**c/ Modèle plus précis**

$r_b$  : résistance de base du transistor

$c_\pi$  : capacité base émetteur du transistor

La solution d'une paire de transistors entrecroisés en tant que transformateur d'impédance négative est relativement commune à cause de sa simplicité, son aptitude au mode différentiel et son faible bruit. Elle permet également d'utiliser aussi bien des transistors bipolaires que des transistors MOS. Le choix entre les deux transistors se fait en fonction de l'application visée. Etant données les spécifications, notamment en terme de  $g_m$ , nous avons opté pour une solution avec transistors bipolaires car ces derniers disposent d'un plus fort  $g_m$  par unité de courant. De plus,

seuls des transistors NPN seront utilisés car ils disposent de meilleures performances aux hautes fréquences que les transistors PNP.

En se basant dans un premier temps sur la Figure IV.25, nous pouvons en déduire une expression simplifiée pour la valeur de l'impédance, sachant que dans notre cas  $Z_e$  représente une capacité  $C$  :

$$Z_{in} = 2 \times \left[ -\frac{1}{g_m} - j \times \frac{c_\pi \times r_b \times \omega}{g_m} - \frac{1}{j \times C \times \omega} \right] \quad (IV.67)$$

On remarquera que la partie réelle est constante et négative et que la partie imaginaire est constituée par une partie inductive et une partie capacitive. Cette structure permet donc de compenser dans un premier temps l'effet inductif ce qui permet d'augmenter dans le cas d'un oscillateur la fréquence d'oscillation et le bruit de phase.

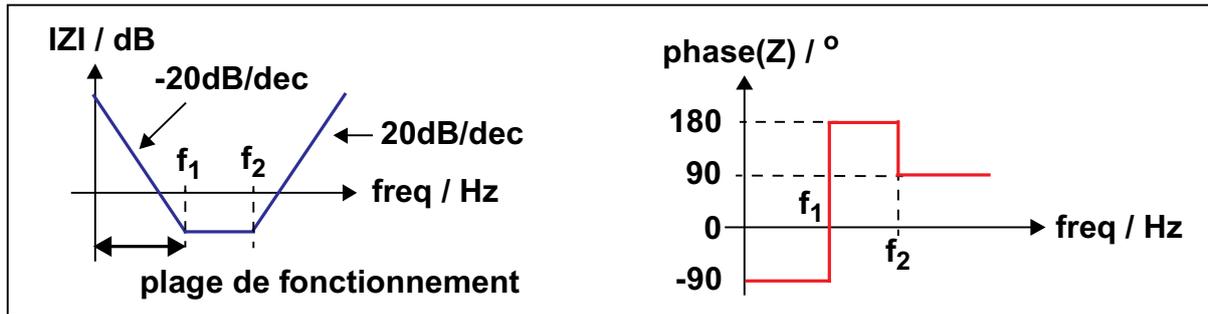
On peut à ce niveau faire un point de comparaison entre le transistor bipolaire et le transistor MOS. Dans le cas du bipolaire, l'effet selfique est lié notamment à la résistance de base qui dans le cas du MOS est quasi négligeable si le dessin des masques est correctement réalisé (multiplication des doigts de grille). Par conséquent, dans notre cas où l'application visée n'est pas un oscillateur mais une capacité négative il serait donc préférable d'utiliser une structure MOS qui ne dispose pas d'inductance parasite en première approximation. Mais avant de statuer définitivement, étudions de façon plus approfondie l'impédance du circuit.

$$|Z_{in}| = 2 \times \sqrt{\frac{c_\pi^2 \times r_b^2 \times C^2 \times \omega^4 + (C^2 - 2 \times c_\pi \times r_b \times C \times g_m) \times \omega^2 + g_m^2}{g_m^2 \times C^2 \times \omega^2}} \quad (IV.68)$$

$$Z_{in, dB} = 20 \log(2) \dots$$

$$\dots + 10 \log(c_\pi^2 \times r_b^2 \times C^2 \times \omega^4 + (C^2 - 2 \times c_\pi \times r_b \times C \times g_m) \times \omega^2 + g_m^2)$$

$$\dots - 20 \log(g_m \times C \times \omega) \quad (IV.69)$$



**Fig. IV.26: Module et phase de l'impédance d'entrée**

Les tracés du module et de la phase de l'impédance permettent de déterminer une plage de fonctionnement délimitée par la fréquence  $f_1$  qui est en première

approximation définie par  $f_1 = \frac{1}{2 \times \pi} \times \frac{g_m}{C}$ . Maintenant, en introduisant un modèle plus précis, on obtient :

- pour  $f < f_1$

$$Z_{in1, dB} = 20\log(2) + 20\log(g_m) - 20\log(g_m \times C \times \omega) \quad (\text{IV.70})$$

- pour  $f_1 < f < f_2$

$$Z_{in2, dB} = 20\log(2) + 10\log[(C^2 - 2 \times c_\pi \times r_b \times C \times g_m) \times \omega^2] \dots$$

$$\dots - 20\log(g_m \times C \times \omega) \quad (\text{IV.71})$$

- pour  $f > f_2$

$$Z_{in3, dB} = 20\log(2) + 20\log(c_\pi \times r_b \times C \times \omega^2) - 20\log(g_m \times C \times \omega) \quad (\text{IV.72})$$

- Calcul de  $f_1$

$$Z_{in1, dB} = Z_{in2, dB} \Leftrightarrow \frac{1}{C^2 \times \omega^2} = \frac{C - 2 \times c_\pi \times r_b \times g_m}{g_m \times C} \quad (\text{IV.73})$$

$$f_1 = \frac{1}{2 \times \pi} \times \frac{g_m}{\sqrt{C \times (C - 2 \times c_\pi \times r_b \times g_m)}} \quad (\text{IV.74})$$

- Calcul de  $f_2$

$$Z_{in2, dB} = Z_{in3, dB} \Leftrightarrow \frac{C - 2 \times c_\pi \times r_b \times g_m}{g_m \times C} = \frac{c_\pi^2 \times r_b^2 \times \omega^2}{g_m^2} \quad (IV.75)$$

$$f_2 = \frac{1}{2 \times \pi} \times \frac{\sqrt{C - 2 \times c_\pi \times r_b \times g_m}}{c_\pi \times r_b} \quad (IV.76)$$

Exemple d'application numérique :

$ICI = 1 \text{ pF}$ ,  $g_m = 20 \text{ mS}$ ,  $c_\pi = 600 \text{ fF}$ ,  $r_b = 5 \text{ } \Omega$

$f_1 = 3.4 \text{ GHz}$  et  $f_2 = 49.7 \text{ GHz}$

La fréquence  $f_1$  dépend fortement du rapport  $g_m / ICI$  alors que la fréquence  $f_2$  dépend principalement des paramètres  $c_\pi$  et  $r_b$ .

Le transistor MOS avec une résistance de grille plus faible permet d'obtenir des fréquences  $f_1$  et  $f_2$  plus importantes et par conséquent une plage de fonctionnement plus importante. Toutefois, la fréquence de fonctionnement implique une valeur de  $g_m$  importante et donc une consommation élevée ce qui oriente notre choix vers les bipolaires qui à  $g_m$  équivalent consomment moins que les MOS. Certes, le MOS permet d'obtenir une fréquence de transition plus importante mais au détriment de la consommation.



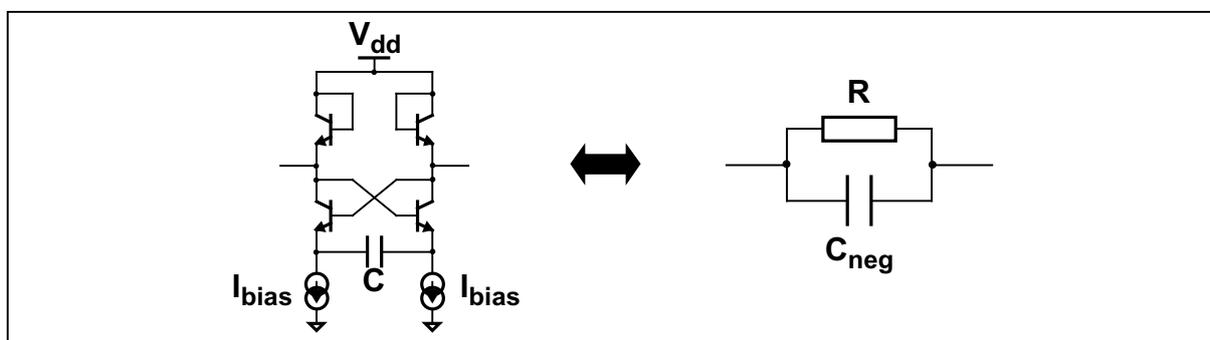
**Fig. IV.27: Transformateurs d'impédance négative avec capacité de dégradation**

Ensuite concernant la disposition de la capacité de dégradation  $C$ , il est préférable de la disposer de manière purement différentielle (Figure IV.27 b/) de façon

à ne pas générer d'une part de chute de potentiel liée à son coefficient de qualité non infini (et donc à la résistance R) et d'autre part de sources de bruit additionnelles.

En effet, dans une disposition purement différentielle, la résistance R sera absorbée par la résistance de sortie de la source de courant de pied. De plus, la capacité des sorties de la source de courant viendra se sommer avec la capacité C.

Reste maintenant à aborder le point de la polarisation de l'ensemble. Nous avons opter pour l'utilisation de transistors bipolaires NPN montés en diode ce qui nous permet d'aboutir au schéma de la Figure IV.28 [IV.24]:



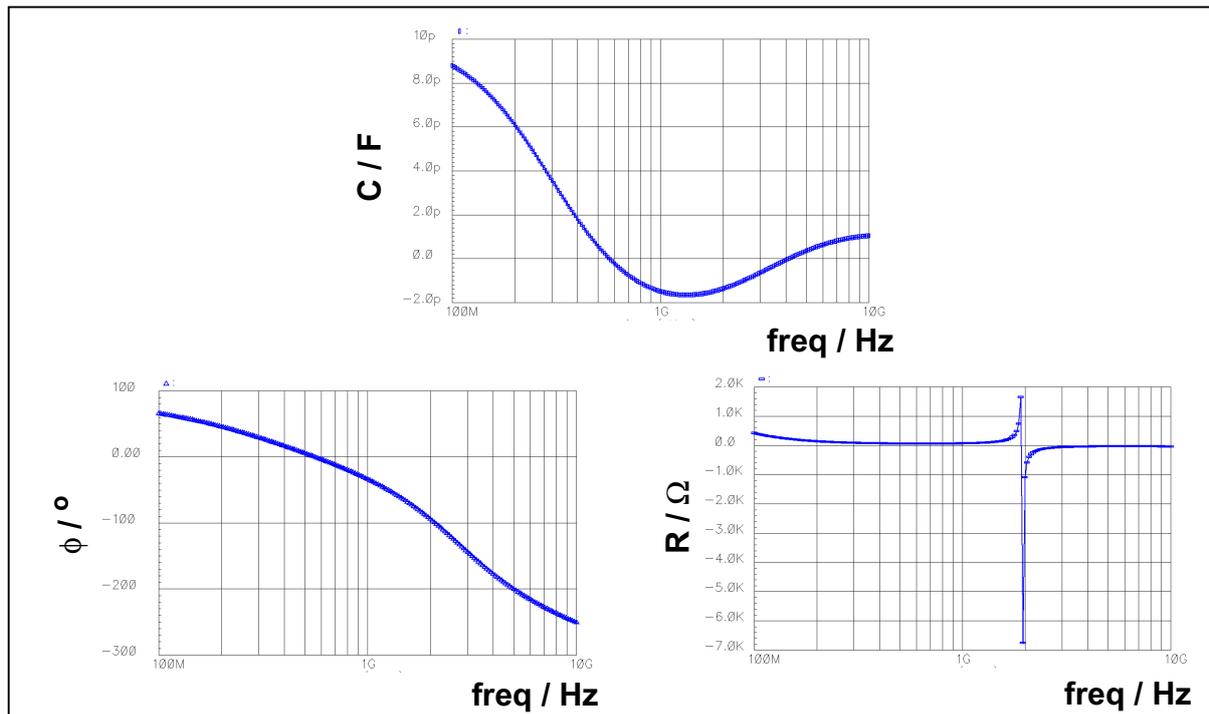
**Fig. IV.28: Schéma électrique de la capacité négative**

Le montage en diode a pour effet de diminuer la tension d'alimentation  $V_{dd}$  afin de polariser correctement le circuit et permet d'obtenir les résultats de la Figure IV.29.

- pour la capacité négative seule (simulation)

	Valeur de la capacité négative @ 2.14 GHz
$C_{neg} / \text{pF}$	- 1.2
$R / \Omega$	-290
$\phi / ^\circ$	-100

**Table IV.3: Résultats de simulation pour la capacité négative**



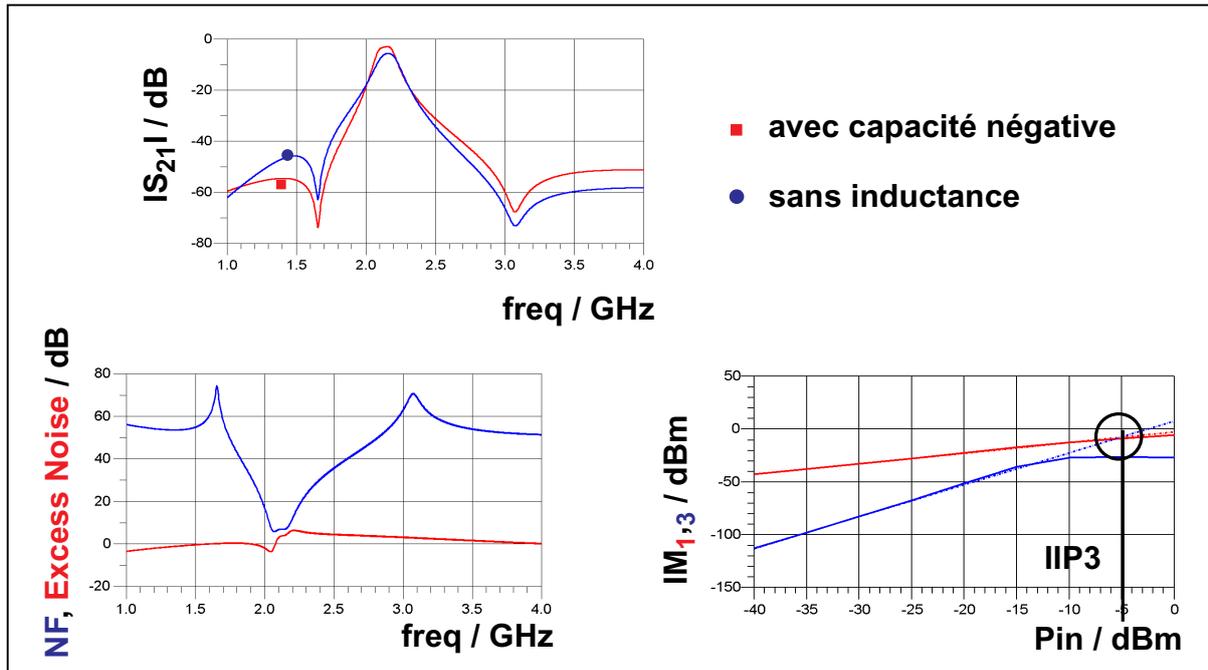
**Fig. IV.29: Résultats de simulation pour la capacité négative**

La valeur de capacité négative de -1.2 pF est suffisante pour répondre à nos exigences. La résistance négative quant à elle va nous permettre d'améliorer les pertes d'insertion du filtre, comparé au filtre avec inductances (Figure IV.30).

- pour le filtre à capacité négative (simulation)

	avec inductance	avec capacité négative
IL / dB	5.5	2.9
IIP3 / dBm	30 .. 35	-4
Excess Noise / dB	0 .. 0.3	4

**Table IV.4: Impact de la capacité négative sur les performances du filtre**



**Fig. IV.30: Impact de la capacité négative sur les performances du filtre**

En effet, sur ces résultats les pertes d'insertion du filtre à capacités négatives sont moins importantes que pour le filtre à inductances ce qui permet de rentrer dans le gabarit. En revanche, le bruit et la linéarité sont des points perfectibles sur lesquels il faudra faire des efforts lors des prochaines optimisations de la structure de la capacité négative. Le but de cette étude était de démontrer la faisabilité d'une structure de capacité négative et d'une architecture de filtre à base de capacités négatives ce qui est démontré ici. Ceci permet aussi d'envisager le décalage en fréquence du filtre étant donné que l'anti-résonance peut être repoussée très loin de la résonance autorisant ainsi un décalage important en première approximation.

## VI. CONCLUSION

Ceci met donc un terme aux différentes optimisations réalisées sur le filtre BAW accordable en fréquence. Nous avons ainsi pu noter que les inductances, malgré un faible facteur de qualité, peuvent être optimisées grâce à une résistance négative parallèle. Toutefois, cette solution a été abandonnée à cause d'un encombrement spatial trop important et d'un inconvénient certain qui est la génération d'une anti-résonance parasite limitant l'accord en fréquence. De même, la solution d'une inductance active a elle aussi été envisagée puis abandonnée à cause

notamment d'une consommation excessive. En revanche, la solution retenue est l'utilisation d'une capacité négative qui permet de décaler l'anti-résonance en dehors de la bande de fréquences qui nous intéresse sans créer d'anti-résonance parasite. La structure utilisée n'est pas optimisée mais permet d'ores et déjà de valider la solution de filtrage. Cette nouvelle architecture de filtre BAW accordable en fréquences est finalisée par une phase d'implantation physique et de mesures détaillée dans le dernier chapitre.

## **VII. BIBLIOGRAPHIE**

- [IV.1] - S. Razafimandimby, et al., "An Electronically Tunable Bandpass BAW-Filter for a Zero-IF WCDMA Receiver", ESSCIRC 2006
- [IV.2] - R. G. Kinsman, "Crystal filters", Wiley, 1987
- [IV.3] - B. Razavi, "Design of analog CMOS integrated circuits", McGraw-Hill, 2000
- [IV.4] - J. F. Carpentier, et al., "A Tunable Bandpass BAW-Filter Architecture and Its Application to WCDMA Filter", IEEE MTT-Symposium, 2005
- [IV.5] - T. H. Lee, "The design of CMOS radio frequency integrated circuits", Cambridge university press, 1998
- [IV.6] - Yun-Ti WANG, A. A. Abidi, "CMOS Active Filter Design at Very High Frequencies", IEEE Journal of Solid-state circuits, vol. 25, n<sup>o</sup>. 6, December 1990
- [IV.7] - S. Razafimandimby, "Etude de faisabilité d'une inductance active appliquée au filtres BAW RF", rapport d'activité interne STMicroelectronics
- [IV.8] - P. O. Brackett, A. S. Sedra, "Filter Theory and Design: Active and Passive", Matrix Pub, 1977
- [IV.9] - R. L. Geiger, E. Sánchez-Sinencio, "Active-Filter Design using Operational Transconductance Amplifiers : A Tutorial", IEEE Circuits and Devices Magazine, vol. 1, n<sup>o</sup> 2, pp. 20-32, 1985

- [IV.10] - B. Nauta, "Analog CMOS Filters for Very-High Frequencies", Kluwer Academic Publishers, 1991
- [IV.11] - K. W. Moulding, G. A. Wilson, "A Fully Integrated Five-Gyrator Filter at Video Frequencies", IEEE Journal of Solid State Circuits, juin 1978
- [IV.12] - D. Bloom, J. O. Voorman, "Noise and Dissipation of electronic gyrators", Philips Res. Rep., vol. 26, pp. 103-113, Apr. 1971
- [IV.13] - M. M. Green, "On Power Transmission of LC Ladder Filters Using Active Inductor Realizations", IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. 43, n<sup>o</sup>. 6, Juin 1996
- [IV.14] - D. K. Schaeffer, et al., "A 115 mW, 0.5  $\mu$ m CMOS GPS Receiver with Wide Dynamic Range Active Filters", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 33, no. 12, 1998
- [IV.15] - E. A. M. Klumperink, B. Nauta, "Systematic Comparison of HF CMOS Transconductors", IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. 50, n<sup>o</sup>. 10, october 2003
- [IV.16] - W. Sansen, "Distortion in Elementary Transistor Circuits", IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. 46, n<sup>o</sup>. 3, march 1999
- [IV.17] - B. Nauta, E. Seevinck, "Linear CMOS Transconductance Element for VHF Filters", Electronics Letters, vol. 25, n<sup>o</sup>. 7, march 1989
- [IV.18] - B. Nauta, "A CMOS Transconductance-C Filter Technique for Very High Frequencies", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 27, n<sup>o</sup>. 2, february 1992
- [IV.19] - F. Munoz, et al., "Tunable CMOS Low Voltage Linear Transconductor and its Application to HF Gm-C Filter Design", IEEE Symposium on Circuits and Systems, 1999

- [IV.20] - C. S. Park, R. Schaumann, "A High Frequency CMOS Linear Transconductance Element", IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. 33, n<sup>o</sup>. 11, november 1986
- [IV.21] - S. Szczepanski, et al., "A Linear Fully Balanced CMOS OTA for VHF Filtering Applications", IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. 44, n<sup>o</sup>. 3, march 1997
- [IV.22] - J. H Conan Zhan, et al., "Analysis and Design of Negative Impedance LC Oscillators Using Bipolar Transistors", IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. 50, n<sup>o</sup>. 11, november 2003
- [IV.23] - T. H. Lee, J. F. Bulzacchelli, "A 155-MHz Clock Recovery Delay and Phase Locked Loop", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 27, n<sup>o</sup>. 12, december 1992
- [IV.24] - S. Razafimandimby, et al., "Circuit de Capacité Négative pour Application Hautes Fréquences", brevet rédigé et déposé à l'INPI



---

---

# CHAPITRE V

## RÉALISATION ET MESURES

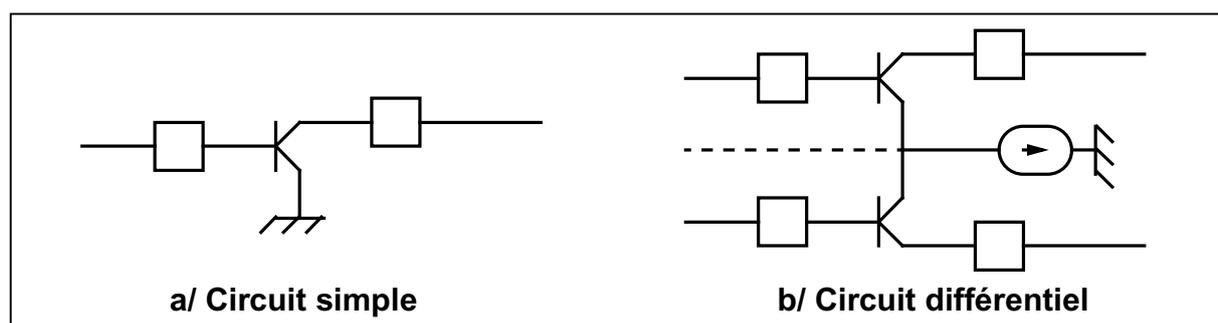
---

---

### I. INTRODUCTION

Nous allons à présent aborder l'implémentation physique des filtres différentiels ainsi que leurs mesures. Les circuits ont été réalisés dans les technologies BiCMOS SiGe 0.25 $\mu$ m de STMicroelectronics et BAW SMR du CEA LETI, l'assemblage a été réalisé par Mr Yves Gamberini et les mesures par le laboratoire de validation de STMicroelectronics FTM Crolles.

La première partie du chapitre est consacrée aux différents méthodes permettant de simuler et de mesurer des circuits différentiels. Ce n'est pas forcément si trivial car plusieurs méthodes s'affrontent avec leurs avantages et leurs inconvénients. Un circuit non différentiel, ou à entrée simple, dispose de signaux référencés à un potentiel de masse commun. Par contre, un circuit différentiel est composé de deux signaux nominaux identiques qui peuvent être décomposés en un mode commun (les signaux sont en phase) et un mode différentiel (les signaux sont en opposition de phase) (Figure V.1).



**Fig. V.1: Architecture d'un circuit différentiel**

Un circuit différentiel fonctionnant en mode commun n'a aucun avantage en terme de performance par rapport à un circuit simple entrée. L'avantage majeur de cette topologie réside dans le mode différentiel.

Quand un circuit fonctionne en mode différentiel, une masse virtuelle est établie autour de l'axe de symétrie électrique du circuit. Autour de cette masse, le potentiel à la fréquence de fonctionnement ne change pas quelque soit l'amplitude du signal d'entrée.

Les avantages en terme de performances d'une structure différentielle sont les suivants :

- immunité au bruit lié aux alimentations DC et aux Interférences ElectroMagnétiques (IEM ou EMI),
- diminution des radiations parasites,
- réduction des harmoniques d'ordre pair,
- qualité de la masse RF moins critique.

En effet, tout signal différentiel en phase sera idéalement rejeté et ne passera pas à travers le circuit. L'élimination des harmoniques d'ordre pair a lieu lorsque les signaux en opposition de phase au fondamental deviennent en phase à l'harmonique paire. Cette caractéristique donne au circuit une bonne immunité aux IEM.

La qualité de la masse virtuelle d'un circuit différentiel est indépendante du chemin de masse physique. Par conséquent, les circuits différentiels peuvent tolérer une masse RF de plus faible qualité que les circuits simple entrée.

Malgré les avantages qu'apportent les circuits différentiels, un inconvénient persiste au niveau simulation et mesure. En effet, les appareils de mesure sont pour la plupart non différentiels. De plus, il n'existe pas de kit de calibration différentiel standard, pas de connecteur RF différentiel standard et pas d'impédance de référence standard pour appareil différentiel. C'est pourquoi la simulation et la mesure de circuits différentiels ne sont pas aisées.

Dans les parties suivantes, trois méthodes de simulation ou de mesure de paramètres S seront détaillées :

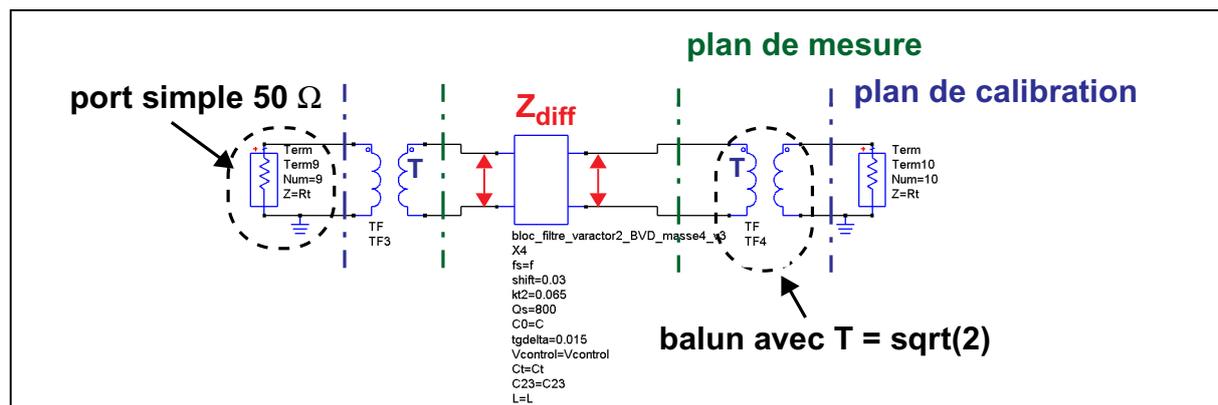
- balun idéal,
- matrice de mode mixte calculée,

- matrice de mode mixte simulée.

## II. MÉTHODES DE MESURE

### II.A. MÉTHODE DU BALUN IDÉAL

Cette méthode [V.3], [V.4], nécessitant un balun, est la plus simple à mettre en place. La Figure V.2 représente l'implantation du circuit de simulation sous ADS.



**Fig. V.2: Méthode du balun idéal : schéma de simulation ADS**

Cette approche consiste en une conversion de chacun des deux ports différentiels en ports simples grâce aux baluns. Ainsi, la mesure peut être réalisée avec un Analyseur de Réseau Vectoriel (ARV ou VNA) 2 ports qui dispose de ports simples.

Cette méthode a pour inconvénient de donner des informations uniquement sur le mode différentiel et rien sur le mode commun. De plus la méthode est imprécise car pour la plupart des ARV les plans de calibration se situent au niveau des ports simples alors que dans le cas de la Figure V.2 les plans de mesure se situent dans les plans des entrées différentielles. Pour exemple, des erreurs sont observées sur les caractéristiques différentielles liées aux réflexions dans le balun de signaux de mode commun à la sortie du circuit.

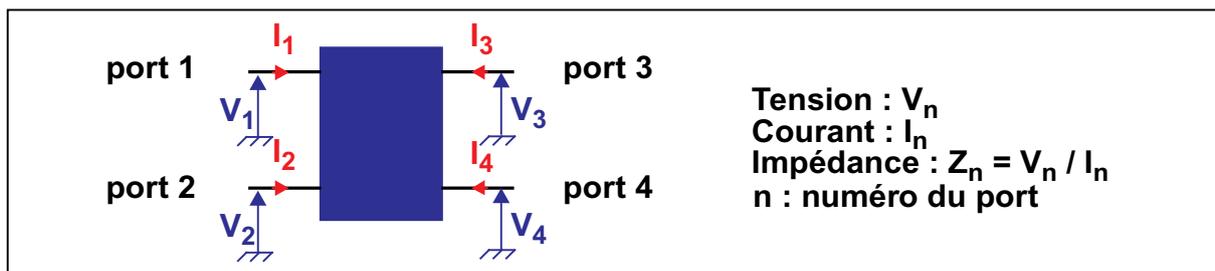
La méthode suivante est utilisée, quant à elle, pour mesurer les circuits différentiels en tant que circuits à entrées multiples simples.

## II.B. MÉTHODE DE CALCUL DE LA MATRICE DES MODES MIXTES

Cette méthode [V.5] se divise en deux parties :

- mesure ou simulation du circuit différentiel en tant que circuit à entrées multiples simples,
- conversion des données en une matrice de modes mixtes grâce à un algorithme mathématique.

Dans le cas où on utilise un ARV 2 ports, la première partie devient très gourmande en temps car le circuit doit être connecté et reconnecté plusieurs fois afin d'obtenir l'ensemble des paramètres S nécessaires. En revanche, l'utilisation d'un ARV 4 ports permet de définir tous les paramètres avec une seule calibration et connexion.



**Fig. V.3: Paramètres S 4 ports simples**

	ondes de puissance normalisées
excitation	$a_n = \frac{1}{2\sqrt{\text{Re}[Z_n]}}(V_n + I_n Z_n)$
réponse	$b_n = \frac{1}{2\sqrt{\text{Re}[Z_n]}}(V_n - I_n Z_n)$

**Table V.1: Ondes de puissance normalisées simples**

Pour un circuit simples entrées on peut définir les tensions et courants RF relatifs à une masse commune pour chacun des quatre ports simples. Ensuite, les ondes de puissance sont normalisées et classées (Figure V.3) en excitation pour les ondes entrant dans le circuit et réponse pour les ondes sortant du circuit.

Les paramètres S sont en fait des relations entre les réponses et les excitations.

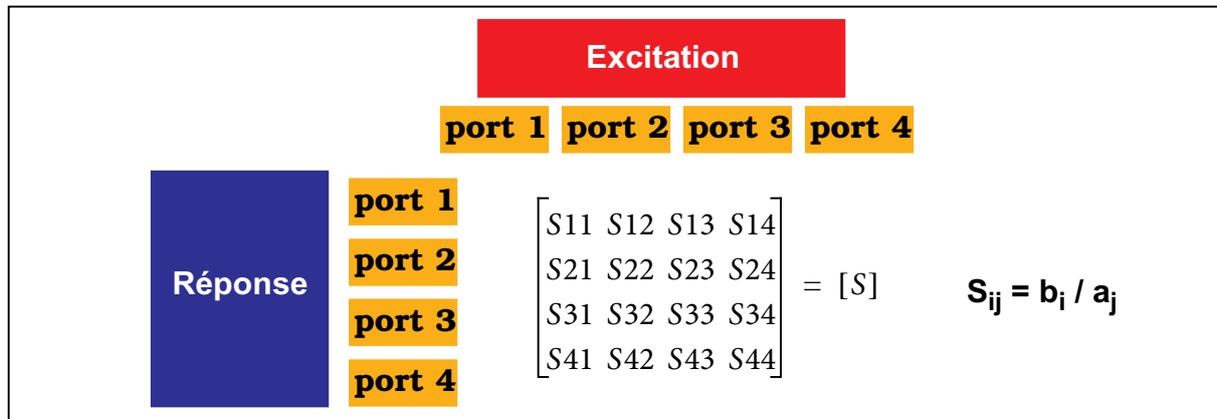


Fig. V.4: Matrice S 4 ports simples

En ce qui concerne les circuits différentiels, il n'est pas nécessaire de référencer les tensions et courants par rapport à une masse. En effet, il est possible de définir des tensions et courants différentiels et communs à chaque port. Les ondes de puissance normalisées peuvent donc être définies comme pour le cas précédent. Seules les équations des tensions et courants changent (Table V.2).

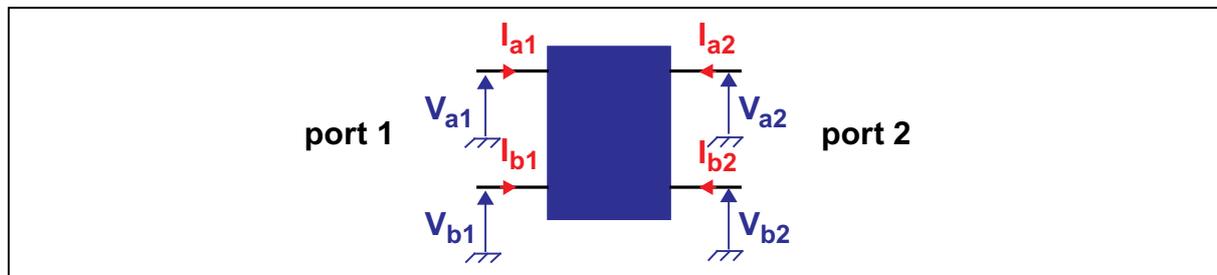


Fig. V.5: Paramètres S 2 ports différentiels

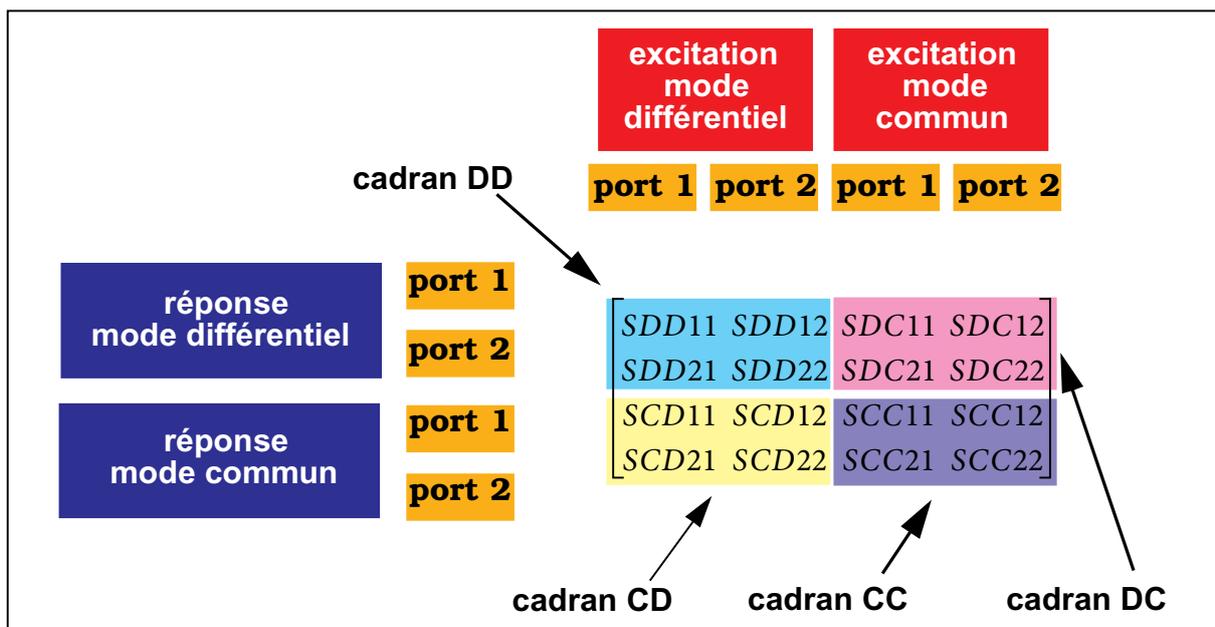
	Différentiel	Commun
Tension	$V_{Dn} = V_{an} - V_{bn}$	$V_{Cn} = 0.5 * (V_{an} + V_{bn})$
Courant	$I_{Dn} = 0.5 * (I_{an} - I_{bn})$	$I_{Cn} = I_{an} + I_{bn}$
Impédance	$Z_{Dn} = V_{Dn} / I_{Dn}$	$Z_{Cn} = V_{Cn} / I_{Cn}$

Table V.2: Tensions et courants communs et différentiels

		ondes de puissance normalisées	
		mode différentiel	mode commun
excitation		$a_{Dn} = \frac{1}{2\sqrt{\text{Re}[Z_{Dn}]}}(V_{Dn} + I_{Dn}Z_{Dn})$	$a_{Cn} = \frac{1}{2\sqrt{\text{Re}[Z_{Cn}]}}(V_{Cn} + I_{Cn}Z_{Cn})$
réponse		$b_{Dn} = \frac{1}{2\sqrt{\text{Re}[Z_{Dn}]}}(V_{Dn} - I_{Dn}Z_{Dn})$	$b_{Cn} = \frac{1}{2\sqrt{\text{Re}[Z_{Cn}]}}(V_{Cn} - I_{Cn}Z_{Cn})$

**Table V.3: Ondes de puissance du mode mixte**

Une matrice mixte peut être décomposée en matrices simples 2x2 qui correspondent à une excitation et une réponse particulières. Ceci permet de découper la matrice mixte en quatre cadrans (Figure V.6) donnant des informations sur le mode différentiel, le mode commun et les conversions de mode.



**Fig. V.6: Matrice S en mode mixte**

- Cadran DD :

Cette première matrice décrit les performances fondamentales du mode différentiel pur. Ces quatre paramètres décrivent la réflexion en entrée et en sortie du circuit ainsi que la transmission dans les deux sens. Ceci donne des résultats équivalents à une matrice S 2 ports d'un circuit simples entrées.

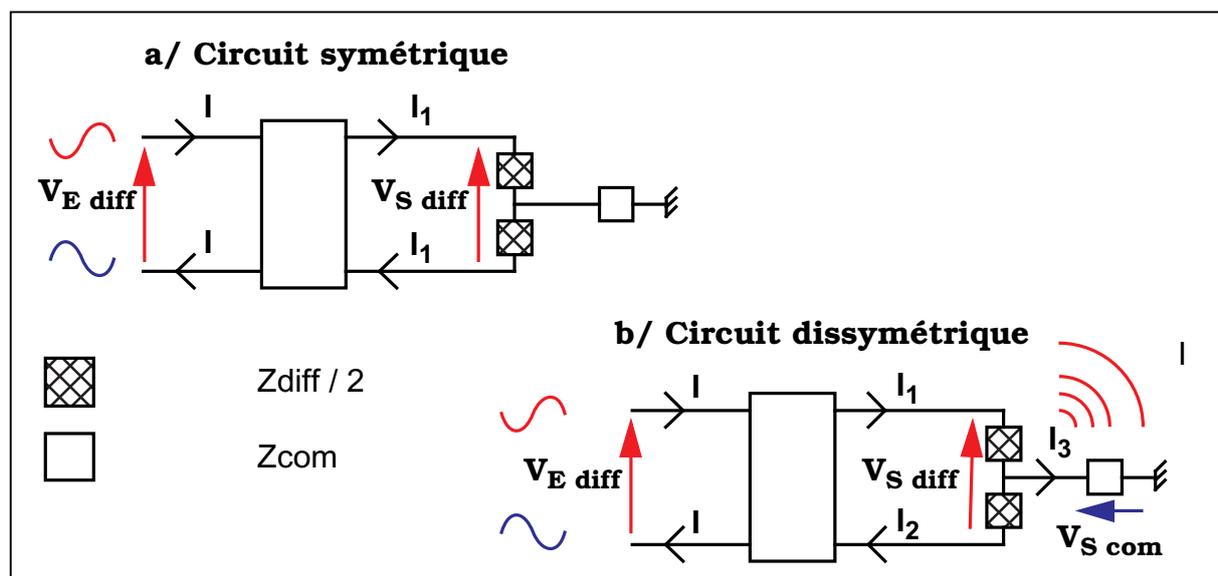
- Cadran CC :

Ce cadran décrit quant à lui les performances du mode commun

- Cadran CD :

Celui ci caractérise la conversion du mode différentiel vers le mode commun (Figure V.7). Si le circuit est parfaitement symétrique, il n'y a pas de conversion possible et par conséquent tous les termes de cette matrice sont nuls.

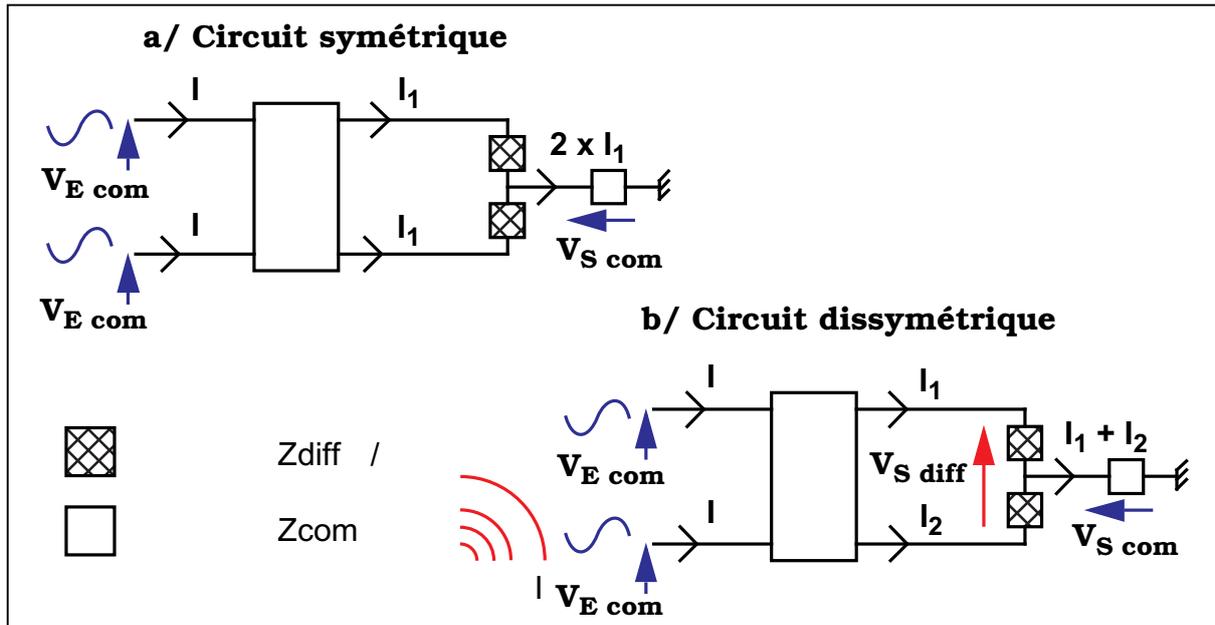
Par contre, si le circuit est dissymétrique, l'excitation du mode différentiel est convertie en une réponse du mode commun qui apparaît dans un chemin de retour de masse. De cette manière, ce courant de retour peut générer des IEM.



**Fig. V.7: Conversion du mode différentiel vers le mode commun**

- Cadran DC :

Ce dernier est l'inverse du précédent car il décrit la conversion du mode commun vers le mode différentiel (Figure V.8). De la même manière, il reflète la symétrie du circuit avec une matrice nulle dans le cas d'une symétrie parfaite.



**Fig. V.8: Conversion du mode commun vers le mode différentiel**

A contrario cette conversion de mode traduit une sensibilité aux IEM extérieures. En effet, le mode commun n'est pas utilisé pour des circuits différentiels et par conséquent cette matrice permet d'avoir des données sur l'immunité au bruit et au mode commun du circuit.

Le principal problème avec un ARV 2 ports ou 4 ports réside dans le fait qu'aucun d'entre eux ne donnent directement la matrice de modes mixtes mais simplement une matrice 2x2 ou 4x4. Par conséquent, il est nécessaire d'appliquer un algorithme mathématique afin de convertir la matrice simple en une matrice mixte.

**Matrice S standards  $S^{std}$**

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}$$

**Matrice S en modes mixtes  $S^{mm}$**

$$\begin{bmatrix} b_{D1} \\ b_{D2} \\ b_{C1} \\ b_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{DD11} & S_{DD12} & S_{DC11} & S_{DC12} \\ S_{DD21} & S_{DD22} & S_{DC21} & S_{DC22} \\ S_{CD11} & S_{CD12} & S_{CC11} & S_{CC12} \\ S_{CD21} & S_{CD22} & S_{CC21} & S_{CC22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{D1} \\ a_{D2} \\ a_{C1} \\ a_{C2} \end{bmatrix}$$

En normalisant les impédances caractéristiques  $Z_{Dn}=2Z_0$  et  $Z_{Cn}=Z_0/2$ , les expressions des ondes de puissance en mode différentiel et commun peuvent s'exprimer en fonction des ondes de puissance classiques comme suit :

$$a_{D1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 - a_2) \quad a_{C1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 + a_2)$$

$$b_{D1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_1 - b_2) \quad b_{C1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_1 + b_2)$$

$$a_{D2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_3 - a_4) \quad a_{C2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_3 + a_4)$$

$$b_{D2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_3 - b_4) \quad b_{C2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_3 + b_4)$$

$$a^{mm} = Ma^{std} \quad b^{mm} = Mb^{std} \quad \text{avec,} \quad M = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.1})$$

sachant que  $M \times (M^*)^T = I$

**On aboutit à,**  $S^{mm} = MS^{std}M^{-1}$  (V.2)

Il est ainsi possible à partir d'une matrice S standard d'un dispositif à 4 ports de calculer la matrice des modes mixtes. Toutefois, il s'agit là d'une méthode assez longue à mettre en place mais nécessaire pour l'exploitation de résultats de mesures issues d'un ARV 4 ports.

En revanche, elle est trop lourde pour une utilisation régulière en simulation. C'est pour cela qu'une troisième méthode est présentée dans le paragraphe suivant.

## II.C. MÉTHODE DE SIMULATION DE LA MATRICE DES MODES MIXTES

Cette méthode [V.4] est essentiellement utilisée pour simuler des circuits différentiels.

Pour cela, un balun à point milieu est nécessaire afin de pouvoir extraire d'une part le mode différentiel de manière similaire aux cas précédents et d'autre part le mode commun (Figure V.9). Ce point milieu parfaitement symétrique est ensuite terminé par un balun simple.

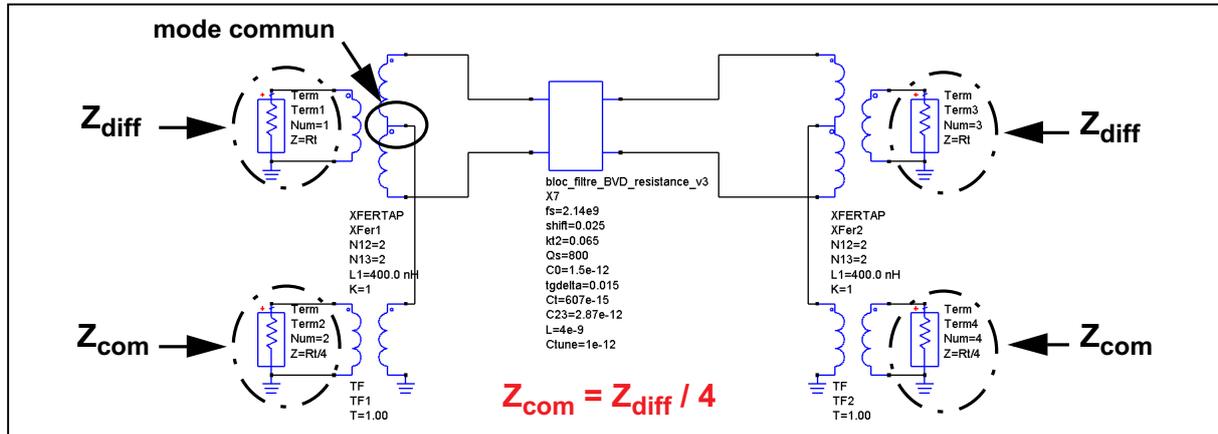


Fig. V.9: Schéma ADS du balun à point milieu

Ceci permet donc de simuler tous les modes mixtes de façon simple. De plus, l'observation des résultats des modes mixtes peut s'effectuer sans avoir recours au moindre calcul.

## II.D. CONCLUSION

La simulation et la mesure de circuits différentiels ne sont pas triviales et l'erreur ou tout du moins l'imprécision sur le résultat peut survenir rapidement. C'est pour cela qu'avant toute opération, une rapide vue d'ensemble des techniques de mesure et de simulation de paramètres S est nécessaire afin de mettre en place dès le départ les bonnes méthodes.

Cette partie a donc permis de mettre en évidence la différence entre la simulation et la mesure. Concernant la mesure, des manipulations et un calcul fastidieux sont nécessaires afin d'extraire les paramètres utiles. En revanche, la simulation permet, notamment par le biais de baluns à point milieu, d'atteindre directement les matrices des modes mixtes sous une forme correcte.

### III. ASSEMBLAGE DES PUCES

Cette partie nous permet de faire un bref point sur la spécificité de la découpe des résonateurs et leur assemblage.

#### III.A. DÉCOUPE DES RÉSONATEURS BAW

Etant donné la spécificité des résonateurs BAW et notamment la nature des matériaux utilisés dans l'empilement (Figure V.10), un premier problème s'est posé; celui de la découpe et des règles de dessin.

En effet, lors de la découpe certaines contraintes mécaniques vont s'appliquer sur les différentes couches et détériorer le résonateur. Des règles de dessin sont donc définies pour palier à ces contraintes comme par exemple la distance minimum entre le bord d'un résonateur et le chemin de découpe.

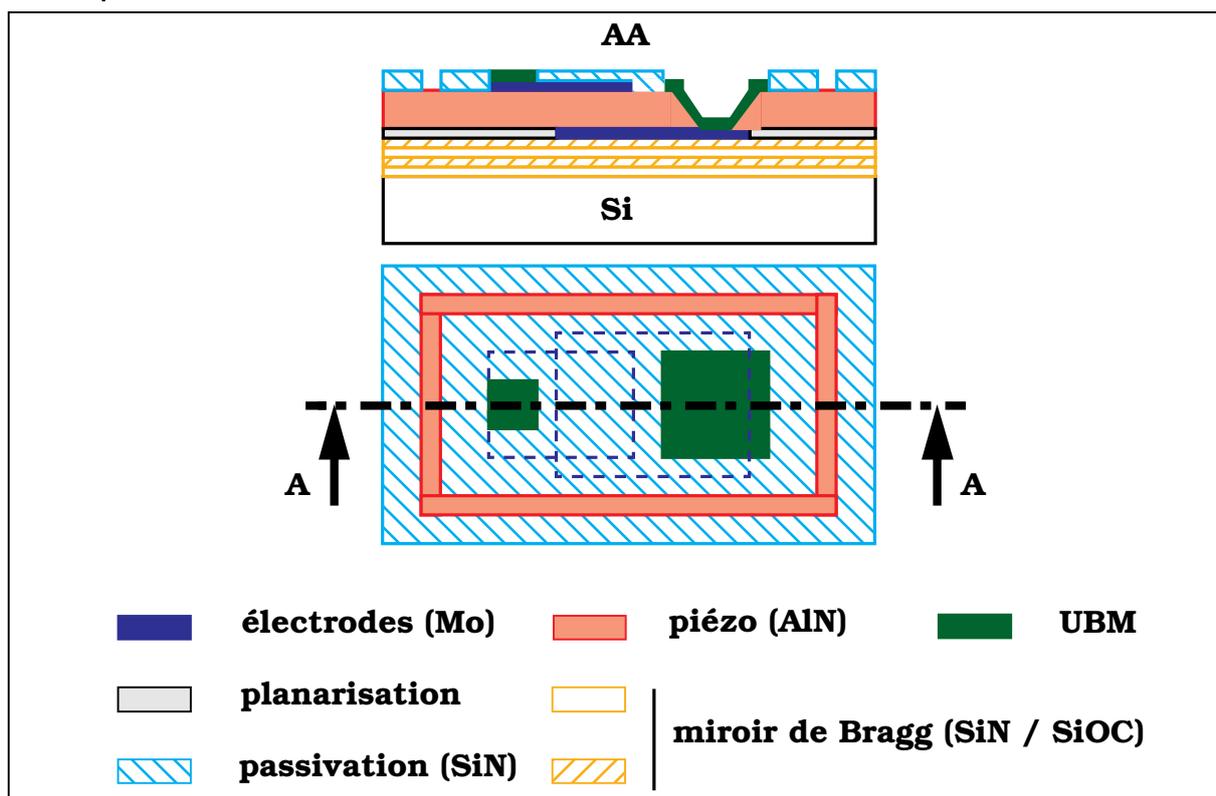


Fig. V.10: Empilement du résonateur BAW (SMR)

Le miroir de Bragg, le matériau piézoélectrique (Nitrure d'Aluminium - AlN) et la passivation (Nitrure de Silicium - SiN) sont déposés pleine plaque. Ils sont donc naturellement présents dans le chemin de découpe.

Afin de faire un test dans le pire cas, la découpe a été effectuée à l'aide d'une scie diamantée à travers tout le procédé de fabrication et pas seulement dans le chemin de découpe. Ceci a permis de remarquer un écaillage des électrodes (Molybdène - Mo) lorsqu'elles ne disposent pas de couche d'AlN dessus. Par contre, lorsque la scie passe à travers l'empilement du chemin de découpe, aucune dégradation n'est observée. Une explication possible à ce phénomène est le fait que l'AlN, plus dur que le Mo, le protège lors de la découpe.

Ce paragraphe permet de prendre conscience que dans ce genre de développement toutes les étapes sont importantes et qu'il faut tenir compte de beaucoup de paramètres. Par exemple, une distance minimum de 150  $\mu\text{m}$  entre le bord du résonateur et le chemin de découpe est nécessaire afin de s'affranchir des diverses dégradations pouvant survenir lors de l'étape de découpe (écaillage, contraintes mécaniques sur le résonateur...) (Figure V.11).

L'étape suivante concerne l'assemblage de la puce contenant les résonateurs BAW avec la puce contenant tous les éléments du design kit BiCMOS (inductances, capacités, transistors...). En effet, la puce contenant les résonateurs ne peut contenir que des résonateurs car le procédé de fabrication des SMR n'est pas compatible avec un procédé BiCMOS. Il faut par conséquent deux puces distinctes pour réaliser un filtre BAW accordable en fréquence.

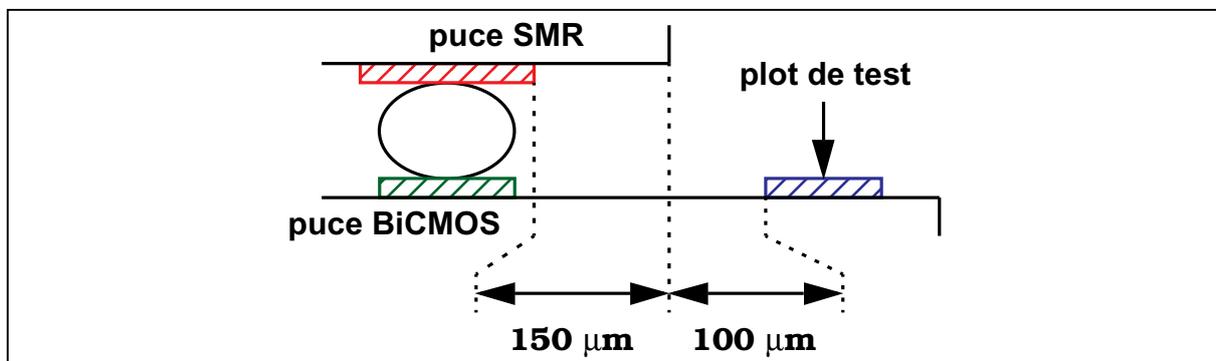
### **III.B. ASSEMBLAGE DES PUCES BiCMOS ET BAW**

L'assemblage flip-chip est réalisé grâce à un procédé communément appelé "bumping" qui consiste à réaliser la connexion entre les puces grâce à des billes métalliques. Cette opération s'effectue en deux étapes :

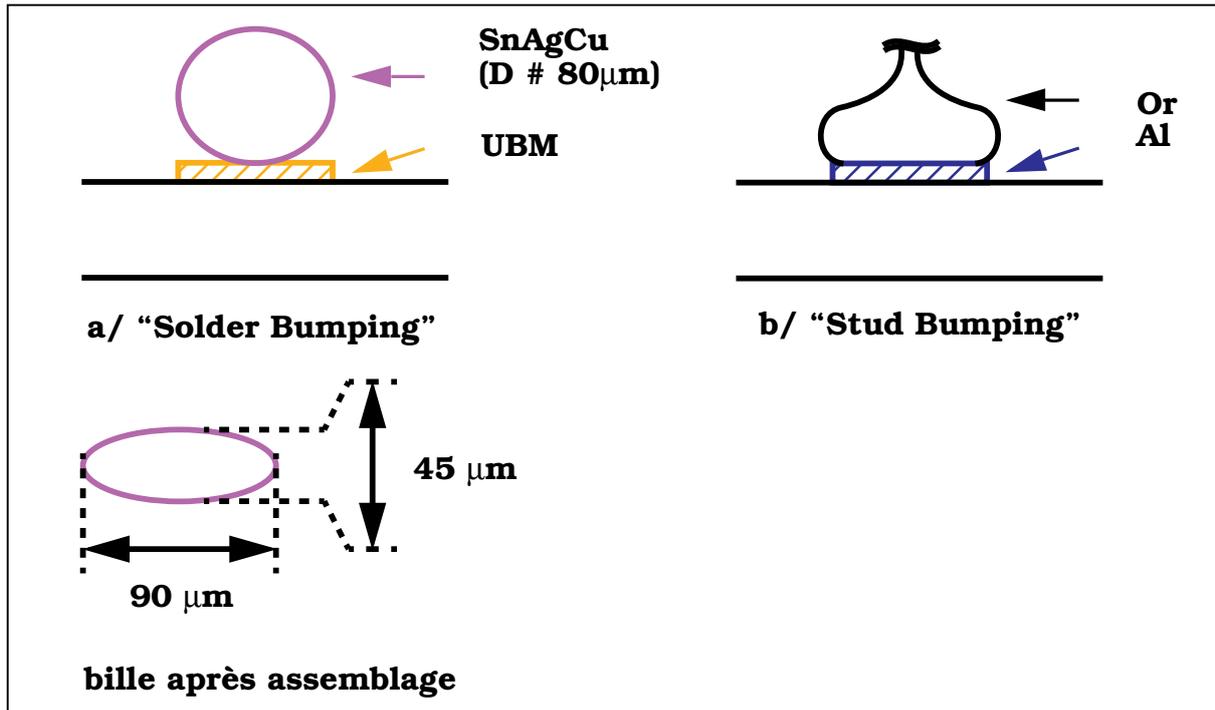
- premièrement, les billes sont déposées sur l'une des deux puces,
- deuxièmement, la seconde puce est connectée à la première par thermocompression

Les billes de contact peuvent être réalisées grâce à deux procédés différents :

- le “solder bumping” : ce procédé est dédié à ce type d’assemblage. Dans ce cas, on fait réellement croître une bille métallique dont le matériau est spécifique (SnAgCu) (Figure V.12 a/),
- le “stud bumping” : ce procédé utilise de façon détournée les machines réalisant les connexions par fils (ou “bonding”) entre puces. Le fil (Or ou Al) est chauffé jusqu’à obtenir un amas métallique ressemblant à une bille suffisamment gros, puis coupé (Figure V.12 b/).



**Fig. V.11: Assemblage des puces BiCMOS et BAW**



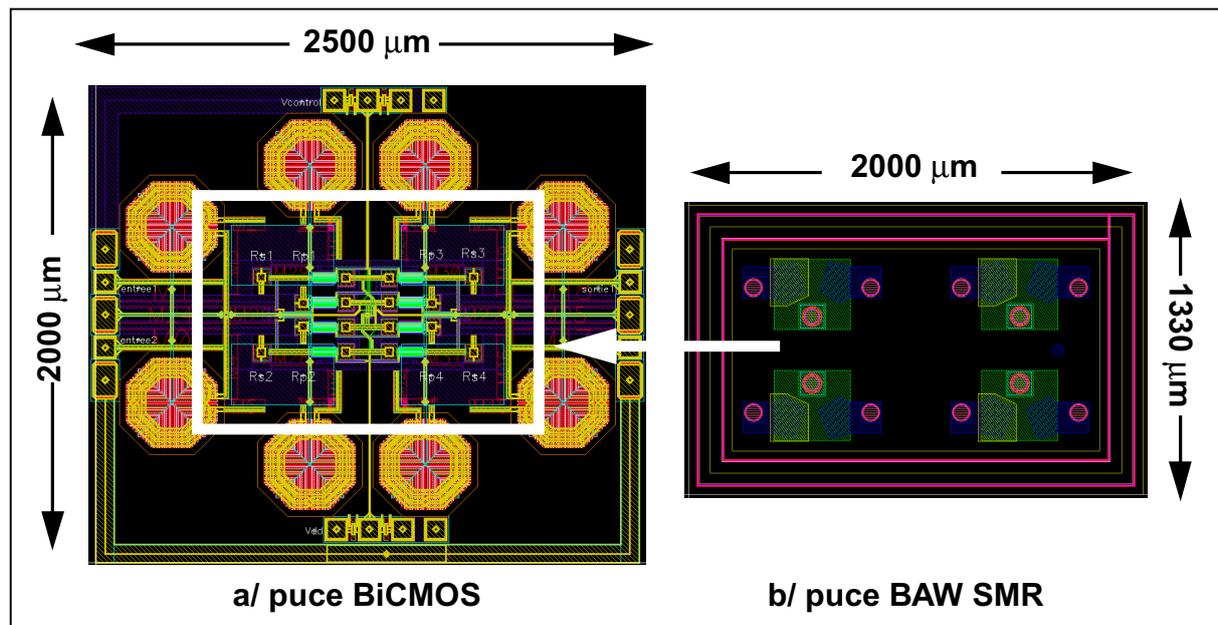
*Fig. V.12: Procédés d'assemblage de type "bumping"*

Dans notre cas, le procédé utilisé pour réaliser les billes est le "stud bumping" avec un inconvénient qu'il convient de mentionner. En effet, les billes sont réalisées l'une après l'autre et la hauteur peut par conséquent diverger entre deux billes à cause de l'utilisation détournée de la machine. Cela peut ainsi entraîner par la suite un dysfonctionnement lié à des mauvais contacts. Nous verrons par la suite, que cette étape est très importante

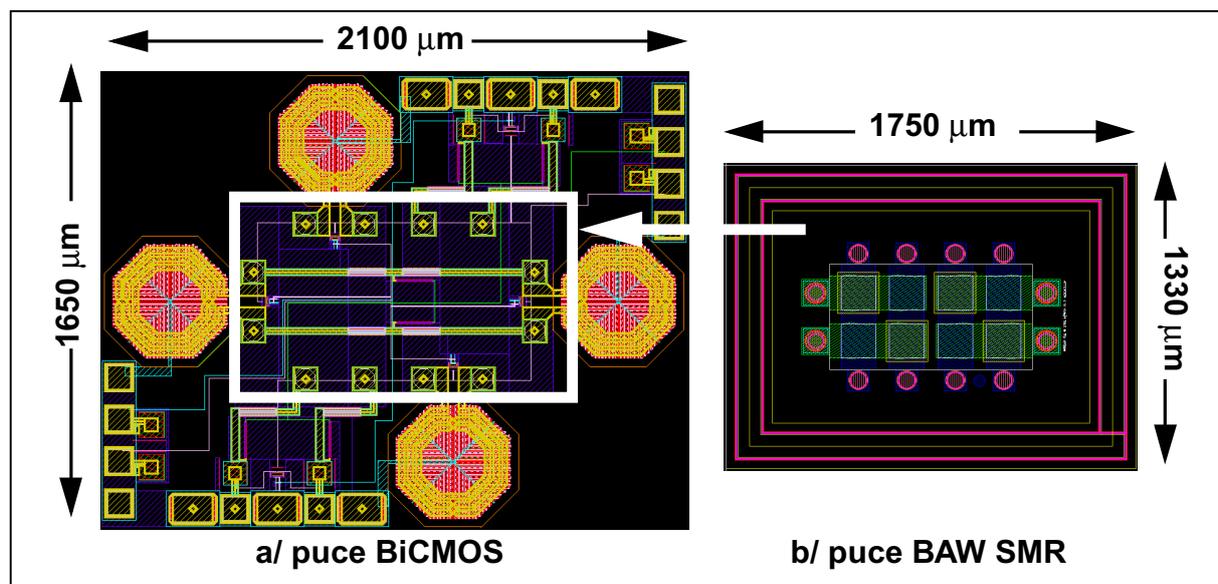
Dans les paragraphes suivants, vont être présentés les implémentations physiques des circuits ainsi que les résultats de mesures.

#### IV. IMPLÉMENTATION PHYSIQUE DES CIRCUITS

Cette partie est consacrée aux différentes implémentations physiques des filtres BAW accordables et aux différentes étapes d'optimisation, afin de bien mettre en évidence l'impact sur la surface de silicium utilisée.



**Fig. V.13: Filtre BAW accordable avec 8 inductances**



**Fig. V.14: Filtre BAW accordable avec 4 inductances et résistances négatives**

La première implémentation (Figure V.13) est celle du filtre constitué de 8 résonateurs BAW et 8 selfs. Cela représente la structure telle qu'elle est à la sortie de la méthode de synthèse, sans optimisation. La deuxième implémentation (Figure V.14) représente le même filtre après une double optimisation, la réduction par deux du nombre d'inductances d'une part et l'augmentation de leur facteur de qualité grâce une résistance négative d'autre part.

Sur la première implémentation, on remarquera que la majorité de la surface est occupée par les inductances. Par conséquent, la deuxième étape est intéressante en terme de surface. De plus, les inductances ne se trouvent pas sous les résonateurs afin d'éviter les éventuels couplages via le plan métallique constitué par les résonateurs.

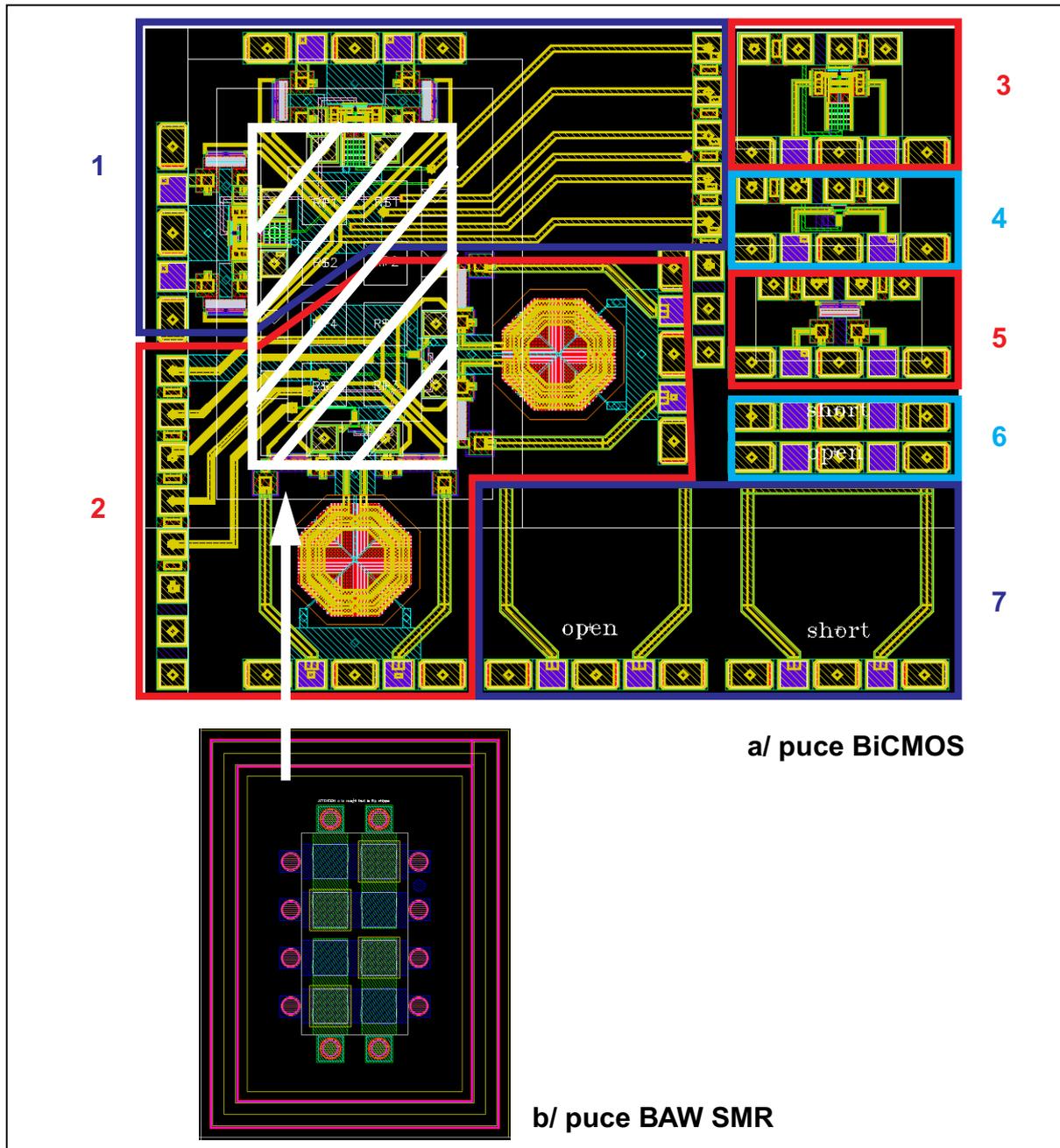


Fig. V.15: Implémentation physique B7RT30

La troisième solution présente elle aussi une double optimisation liée à l'utilisation de capacités négatives. En effet, l'utilisation de ce type de composants permet d'éliminer complètement les inductances (gain en terme de surface) et d'améliorer le coefficient de qualité (la structure de capacité négative présente aussi une partie résistance négative). En revanche, la troisième mise en fabrication (Figure V.15) ne contient qu'une cellule de filtrage simple (une cellule lattice) ainsi qu'une cellule simple de la structure à 4 selfs et résistances négatives. De plus, des cellules élémentaires correspondant à la résistance négative, la capacité négative et le varactor ont été ajoutées afin de définir l'impact de l'assemblage sur les performances de ces éléments.

Le circuit B7RT30 est donc constitué :

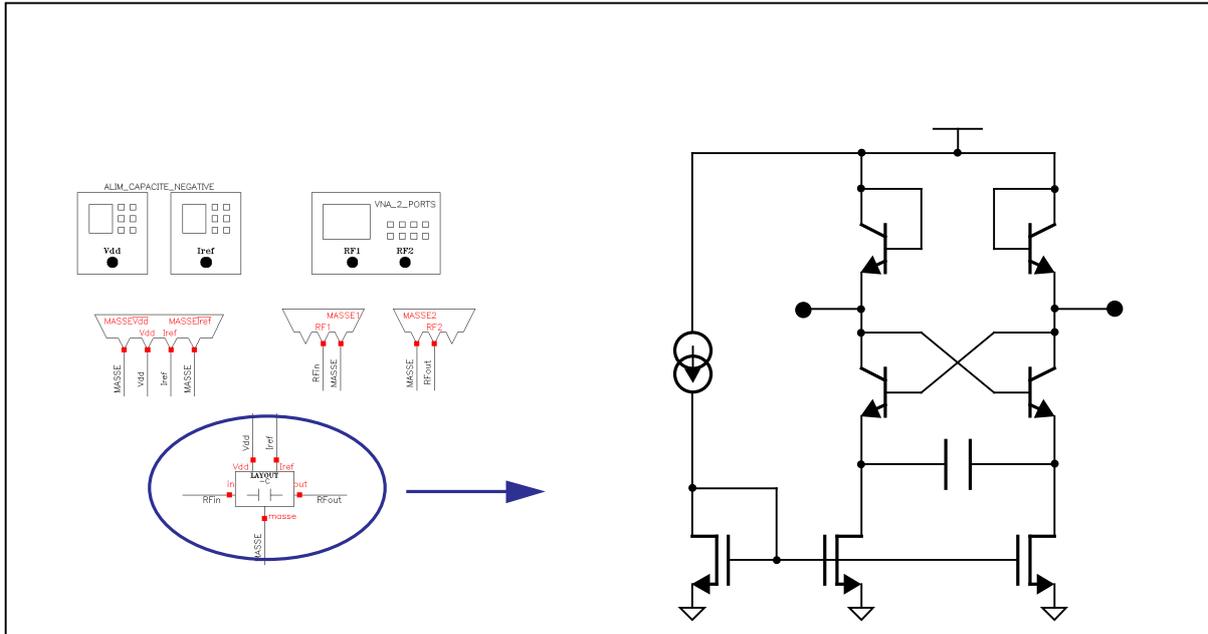
- 1 - d'une cellule lattice simple avec capacités négatives,
- 2 - d'une cellule lattice simple avec résistances négatives et inductances spirales,
- 3 - d'une capacité négative différentielle,
- 4 - d'une résistance négative différentielle,
- 5 - d'un varactor MOS,
- 6 - d'une structure de deembedding OPEN SHORT pour le circuit 1,
- 7 - d'une structure de deembedding OPEN SHORT pour le circuit 2.

Les différentes cellules ainsi réalisées ont été testées individuellement.

### **IV.A. CAPACITÉ NÉGATIVE DIFFÉRENTIELLE**

#### **IV.A.1. SCHÉMA ÉLECTRIQUE ET BANC DE TEST**

La structure de capacité négative (Figure V.16) est un dipôle différentiel qui nécessite une attention particulière sur la façon de mesurer et d'extraire les paramètres utiles. La mesure est tout d'abord effectuée grâce à un ARV 2 ports.



**Fig. V.16: Schéma électrique de la capacité négative**

Les paramètres S sont ensuite utilisés pour extraire le coefficient de réflexion différentiel  $\Gamma_D$  [V.1].

$$\Gamma_D = \frac{(2 \times S_{11} - S_{21})(1 - S_{22} - S_{12}) + (1 - S_{11} - S_{21})(1 + S_{22} - 2 \times S_{12})}{(2 - S_{21})(1 - S_{22} - S_{12}) + (1 - S_{11} - S_{21})(1 + S_{22})} \quad (\text{V.3})$$

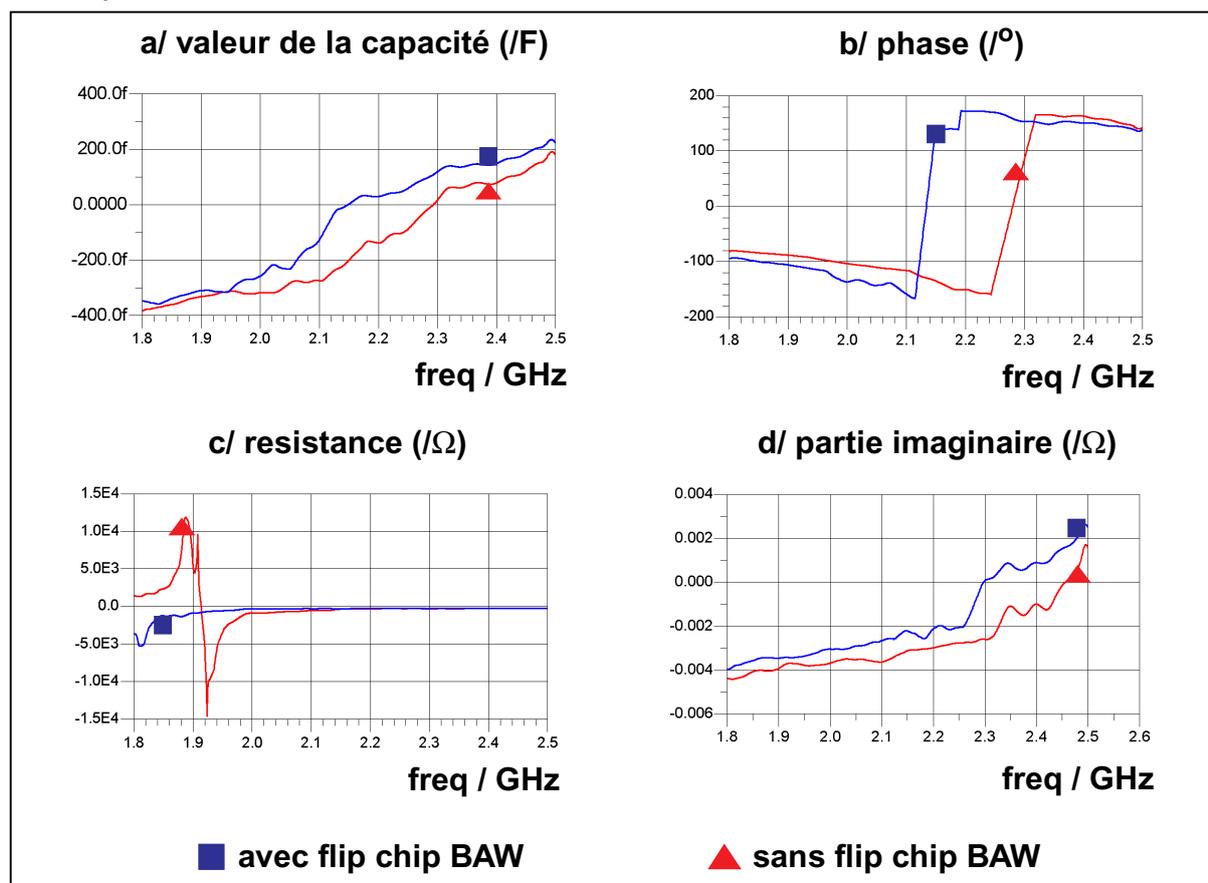
Ce coefficient de réflexion permet ensuite de déterminer l'impédance ou l'admittance différentielle de la structure.

$$Z_D = 50 \times \frac{1 + \Gamma_D}{1 - \Gamma_D} \quad \text{ou} \quad Y_D = \frac{1}{Z_D} \quad (\text{V.4})$$

#### IV.A.2. IMPACT DU PROCÉDÉ D'ASSEMBLAGE

Afin de démontrer l'impact du procédé de fabrication, des puces BiCMOS seules (sans résonateur) et des puces assemblées (avec résonateurs) ont été testées. Ces puces ne nécessitant pas de résonateur BAW pour fonctionner, la comparaison sur la mesure des cellules élémentaires avec et sans assemblage a pu être réalisée.

Le procédé d'assemblage des deux puces (procédé "flip chip") nécessite de chauffer la puce deux fois afin de créer la bille et ensuite d'assembler les deux puces.



**Fig. V.17: Impact de l'assemblage sur la capacité négative**

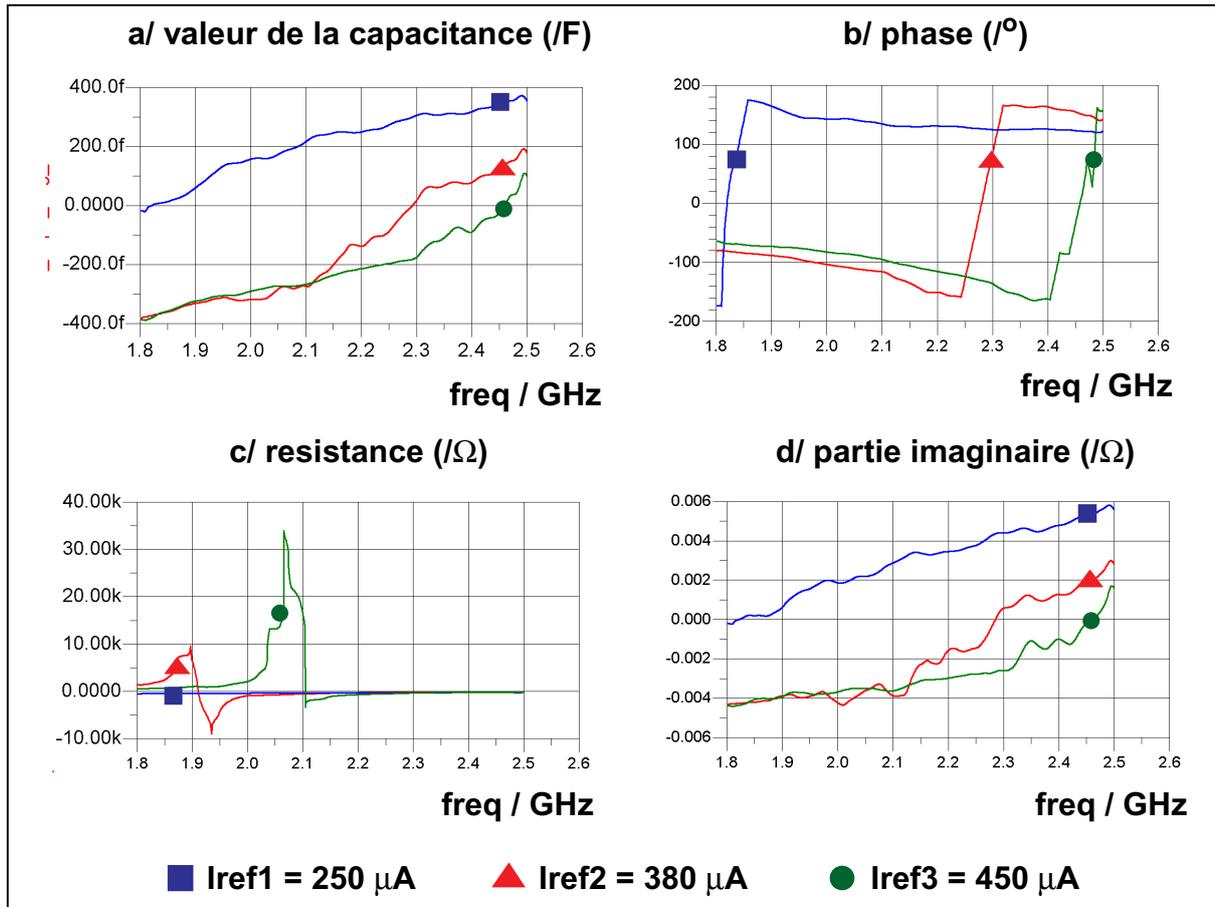
Les résultats présentés Figure V.17 montrent que le procédé d'assemblage influence les valeurs de la capacité négative. En effet, la valeur de la capacité varie d'environ 60fF @ 2.14GHz et la phase d'environ 30°, ceci pour différents échantillons et différentes polarisations. Ces variations non négligeables devraient avoir un impact sur le fonctionnement du filtre.

Toutefois, les températures nécessaires pour réaliser l'assemblage sont faibles comparées aux températures du procédé de fabrication BiCMOS, elles ne devraient donc pas influencer les performances du circuit. A l'heure actuelle, aucune raison n'a pu être mise en évidence. Seules certaines hypothèses sont émises telles que l'impact du double réchauffement ou encore la contrainte mécanique liée à la thermocompression.

Ce point devra être vérifié lors des prochaines mesures afin de confirmer ou réfuter ces hypothèses et ces résultats.

### IV.A.3. IMPACT DE LA POLARISATION

Une modification du courant imposé par les sources de courant modifie de façon significative les paramètres de la capacité négative (Figure V.18). Les résultats observés traduisent certes une variations des paramètres de la capacité mais plus particulièrement un décalage en fréquence. Ceci est particulièrement visible sur la phase et sur la partie réelle.

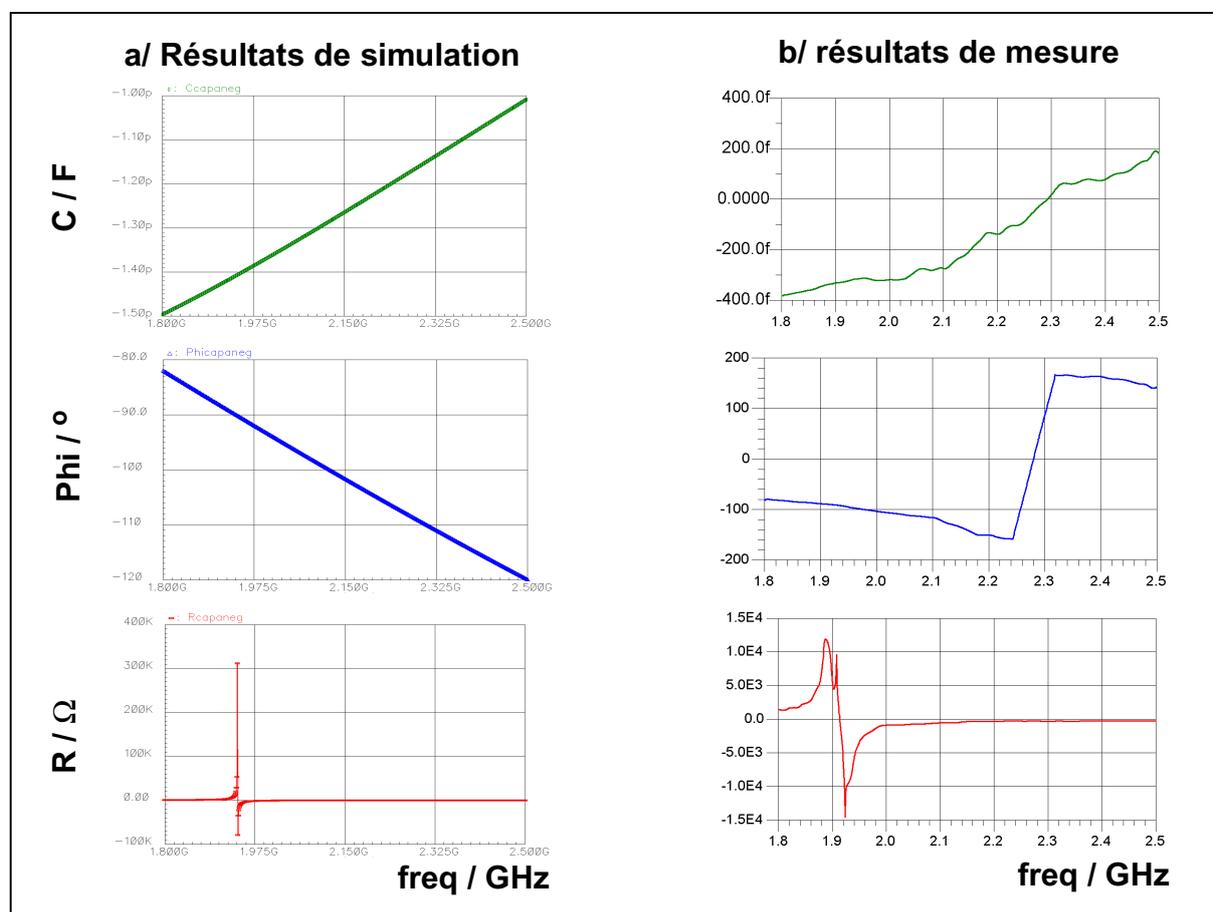


**Fig. V.18: Impact de la polarisation sur la capacité négative**

En effet, si  $f_0$  représente la fréquence de travail, pour un fonctionnement plus haut en fréquence il est nécessaire d'augmenter le courant. Ceci correspond à l'équation  $f_0 = \frac{1}{2\pi} \times \frac{g_m}{C}$  qui traduit la fréquence de travail en fonction du  $g_m$  des transistors et de la capacité de dégénérescence  $C$  ( $g_m$  étant lié au courant de polarisation) (chapitre IV).

### IV.A.4. COMPARAISON ENTRE SIMULATION ET MESURE

Pour valider la réalisation de la capacité négative, une comparaison entre résultats expérimentaux et mesurés a été réalisée Figure V.19.



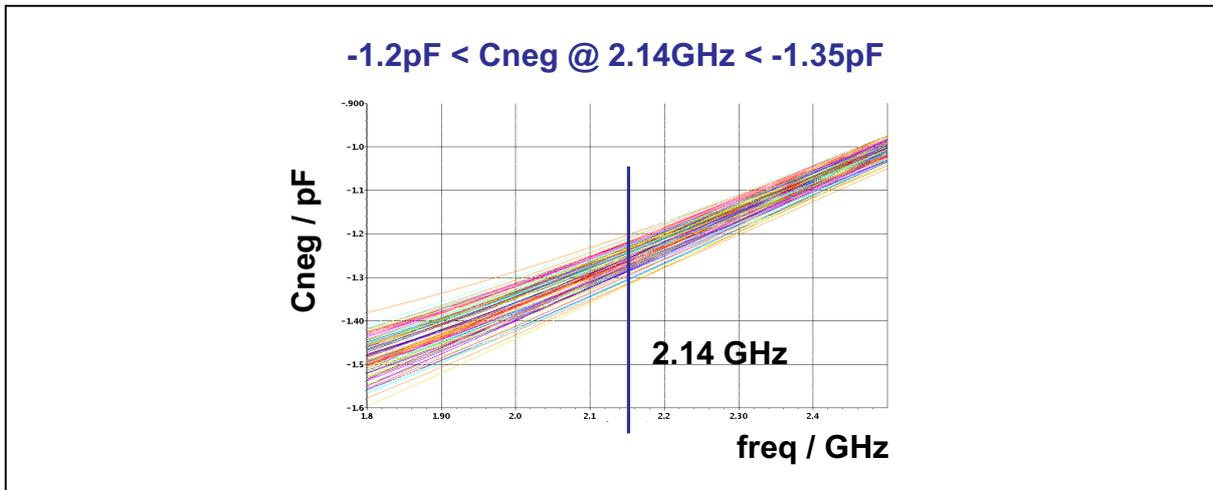
**Fig. V.19: Résultats de a/ simulation et b/ mesure de la capacité négative**

	<b>Simulations @ 2.14 GHz (a)</b>	<b>Mesures @ 2.14 GHz (b)</b>
Cneg / fF	- 1220	-320
Phase / °	- 101	-106
Résistance / Ohms	- 315	- 433
Puissance / mW	18.8	16

**Table V.4: Résultats de la capacité négative**

Le principal problème concerne la valeur de la capacité. En effet, la simulation, qui prend en compte les interconnexions, les plots de test et les parasites extraits du

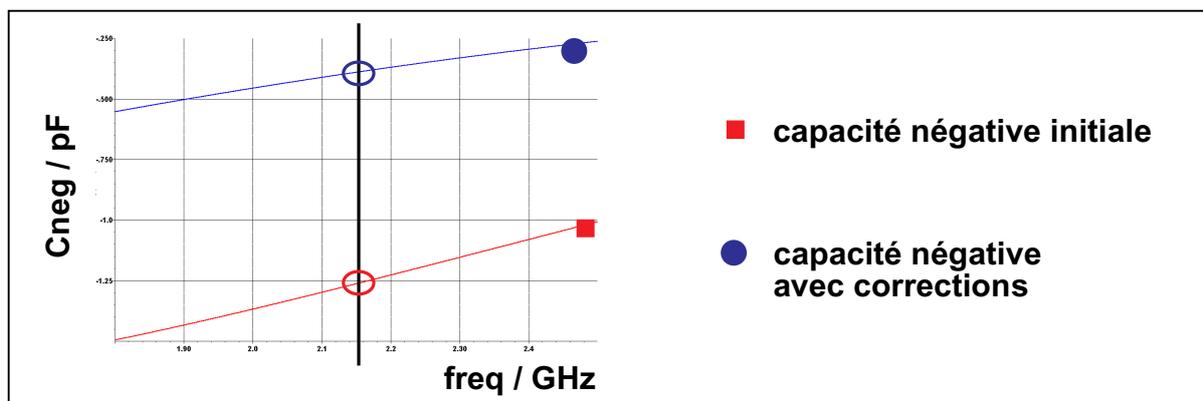
dessin de masque, donne une valeur de capacité @ 2.14GHz autour de -1.2pF alors que la mesure corrigée se situe autour de -320fF. Malgré l'hypothèse d'une détérioration pouvant être engendrée par le procédé d'assemblage, l'écart sur la valeur de la capacité reste tout de même important entre la simulation et la mesure. D'autant plus qu'une simulation de type Monté Carlo, prenant en compte de façon aléatoire des variations du procédé de fabrication (répartition gaussienne à 3 sigma), montre que le circuit est suffisamment stable pour garantir une valeur minimum de -1pF pour cette capacité négative (Figure V.20).



**Fig. V.20: Simulation Monté Carlo de la capacité négative**

Afin de comprendre d'où provient cette différence, des rétro simulations intégrant des parasites extérieurs supplémentaires (variation des alimentations, variations des résistances de contacts...) ont été réalisées. L'hypothèse qui ressort de ces essais concerne une résistance de contact élevée entre les pointes et les plots de test. Cela engendre une chute du potentiel DC d'alimentation ce qui modifie la polarisation du circuit. En effet, lors de la mesure, les ouvertures permettant la prise de contact n'étaient pas propres. Trois possibilités peuvent expliquer ceci. Tout d'abord une mauvaise ouverture de la passivation, ensuite une oxydation de l'aluminium lors du procédé de bumping pouvant être liée à l'élévation de la température ou à une contamination quelconque et enfin une mauvaise qualité des pointes de test.

Une résistance de contact élevée permet d'expliquer en grande partie la diminution de la valeur de la capacité. Toutefois, les variations du procédé de fabrication rentrent également en ligne de compte. En effet, des valeurs de la capacité CMIM4C du design kit BiCMOS7RF comprise entre 4.5 fF/μm<sup>2</sup> et 5 fF/μm<sup>2</sup> pour une valeur typique de 5fF/μm<sup>2</sup> ont été mesurées. Cela conduit à une variation de 10% dans le pire cas. Ce dernier phénomène contribue également à diminuer la valeur de la capacité négative. Les corrections apportées sur la capacité CMIM4C et sur les résistances de contact ont permis d'obtenir les résultats de la Figure V.21.



**Fig. V.21: Résultats de simulation de la capacité négative avec et sans corrections**

	Simulations sans correction	Simulations avec corrections	Mesures
Cneg @ 2.14GHz / fF	-1200	-360	-320

**Table V.5: Comparaison des résultats de la capacité négative**

Les corrections apportées permettent donc de quasiment retrouver la valeur de la capacité négative mesurée à partir du circuit initial sur lequel sont ajoutés les interconnexions et autres parasites mentionnés auparavant.

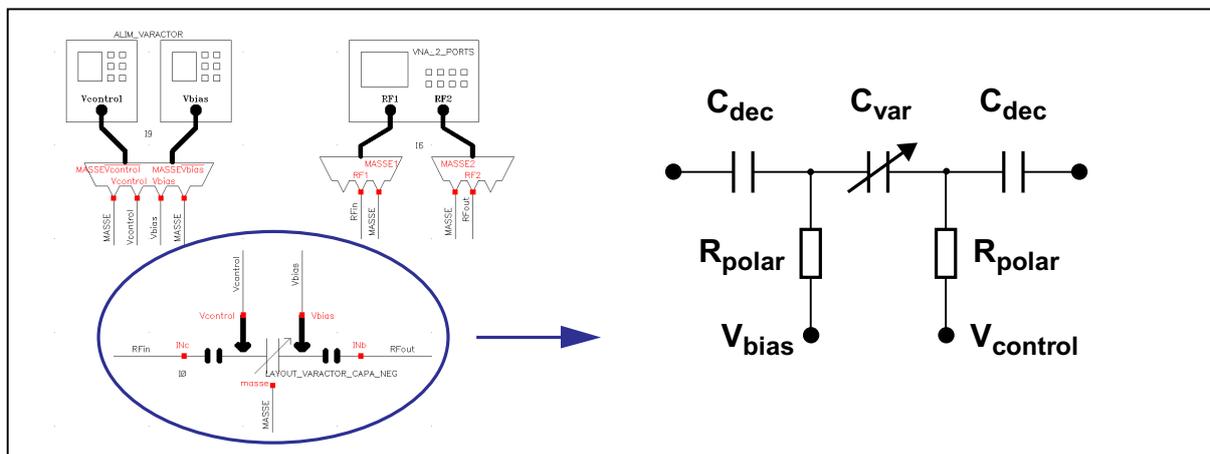
Ceci permet de conclure quant à la fonctionnalité de la structure de capacité négative malgré quelques problèmes rencontrés pendant la phase de mesure. Nous allons à présent aborder le cas du varactor MOS.

## IV.B. VARACTOR MOS

Le varactor MOS est le composant qui va permettre de réaliser l'accord en fréquence du filtre grâce à une variation de sa tension de polarisation.

### IV.B.1. SCHÉMA ÉLECTRIQUE ET BANC DE TEST

Le bloc varactor MOS est constitué du varactor ( $C_{var}$ ) proprement dit auquel ont été ajoutées des résistances de polarisation ( $R_{polar}$ ) et des capacités de découplage ( $C_{dec}$ ) (Figure V.22). Les mêmes techniques de mesure et d'extraction de l'impédance différentielle sont utilisées dans le cas du varactor et de la résistance négative.

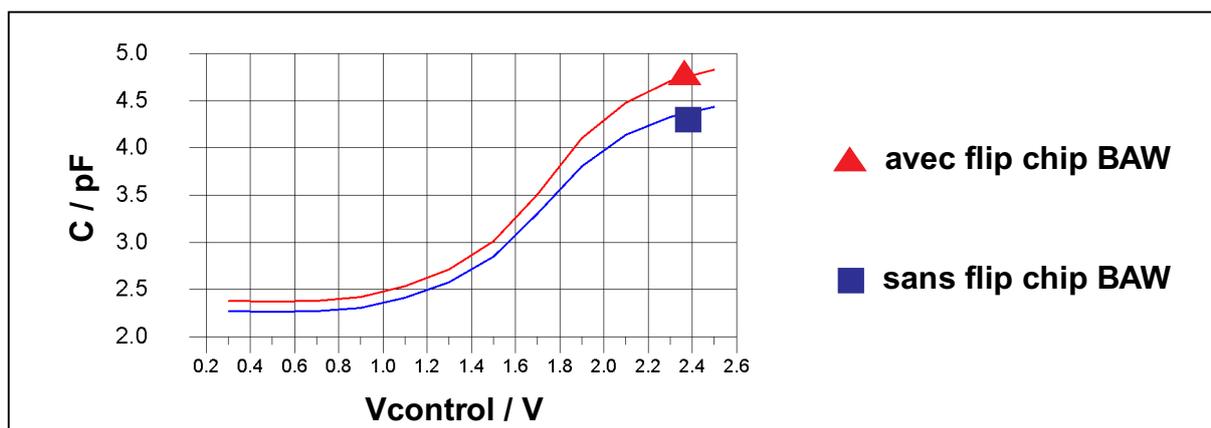


**Fig. V.22: Schéma électrique du varactor MOS**

Dans un premier temps nous allons observer l'impact de l'assemblage sur les performances du varactor.

### IV.B.2. IMPACT DU PROCÉDÉ D'ASSEMBLAGE

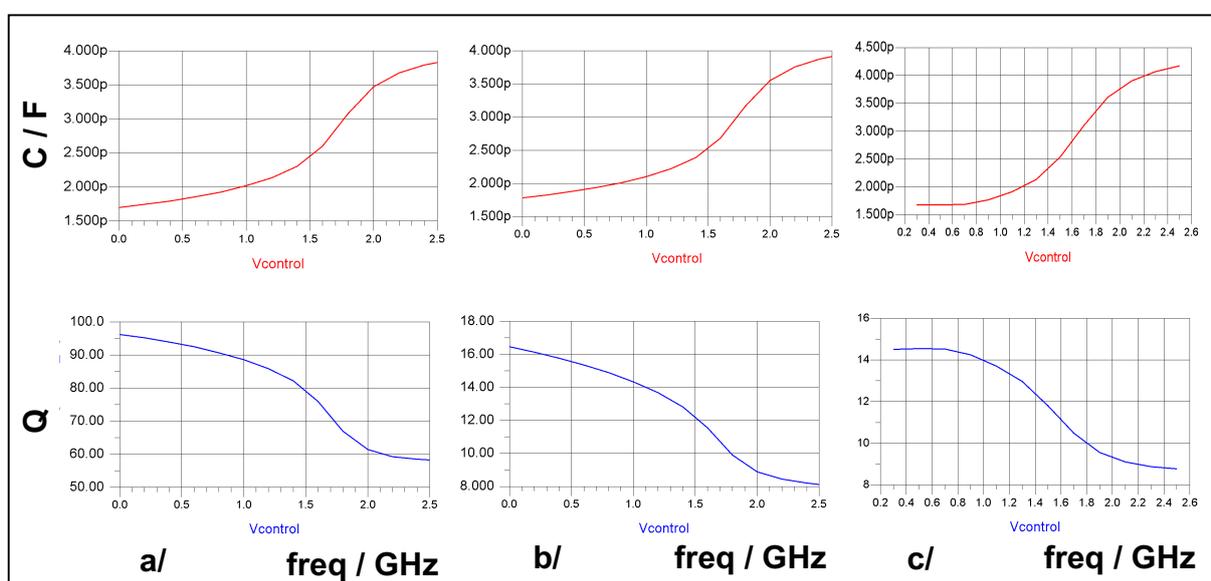
Comme pour la capacité négative, le procédé d'assemblage vient impacter la valeur de la capacité du varactor et donc la plage de variation.



**Fig. V.23: Impact de l'assemblage sur le varactor MOS**

En effet, la valeur minimum de la capacité est légèrement augmentée ainsi que la plage de variation. Ce phénomène a été observé sur plusieurs échantillons mais demande à être confirmé sur les prochains lots. L'augmentation de la valeur minimum de la capacité diminue la plage de variation du filtre car plus la valeur de la capacité est petite et plus le filtre se décale.

#### IV.B.3. COMPARAISON ENTRE SIMULATION ET MESURE



**Fig. V.24: Résultats de a/ simulation sans interconnexion, b/ simulation avec interconnexions et c/ mesure du varactor MOS**

Etant donnée la surface conséquente occupée par les différentes structures de test sur la puce BiCMOS, nous n'avons pas intégré de structures de deembedding pour les structures élémentaires. C'est pour cette raison que dans le cas du varactor, des simulations avec interconnexions (Figure V.24 a/) et sans interconnexions (Figure V.24 b/) ont été réalisées.

	<b>Simulations sans interconnexion @ 2.14 GHz (a/)</b>	<b>Simulations avec interconnexions @ 2.14 GHz (b/)</b>	<b>Mesures @ 2.14 GHz (c/)</b>
Capacité / pF	1.7 to 3.8	1.8 to 3.9	1.7 to 4.2
facteur de qualité Q	96 to 58.3	16.4 to 8.2	14.2 to 8.5

**Table V.6: Résultats du varactor MOS**

Les interconnexions sont réalisés à l'aide des paramètres suivant :

$$R_{\text{accés}} = 1 \Omega, C_{\text{accés}} = 100 \text{ fF} \text{ et } L_{\text{accés}} = 100 \text{ fH}$$

$R_{\text{accés}}$  représente la résistance d'accès qui contribue à diminuer le facteur de qualité Q.

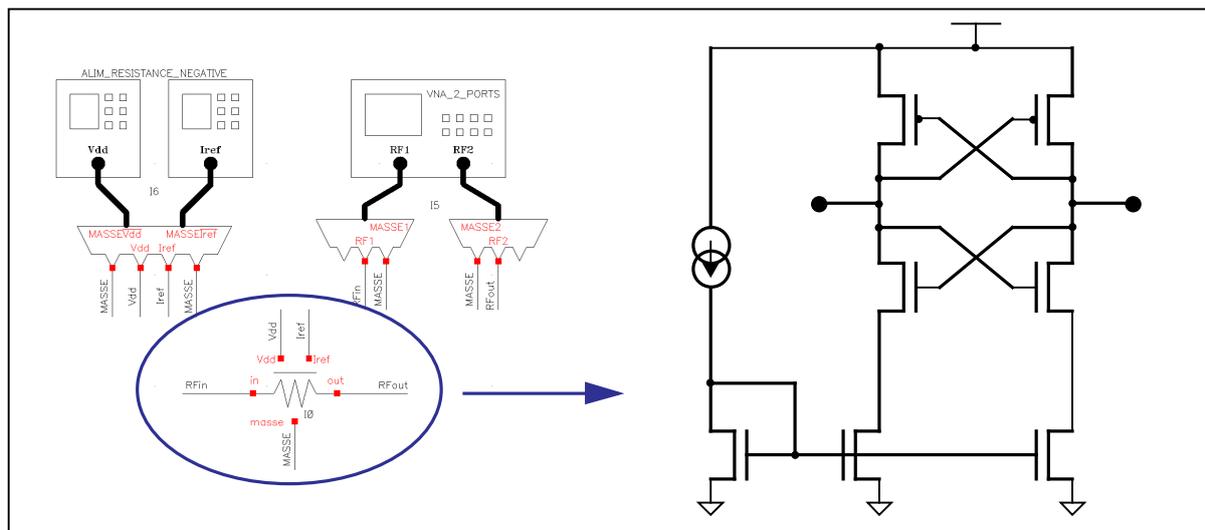
$C_{\text{accés}}$  and  $L_{\text{accés}}$  représentent les parasites liés aux interconnexions.

Ceci permet donc de valider les mesures faites sur le bloc varactor .

## **IV.C. RÉSISTANCE NÉGATIVE DIFFÉRENTIELLE**

### **IV.C.1. SCHÉMA ÉLECTRIQUE ET BANC DE TEST**

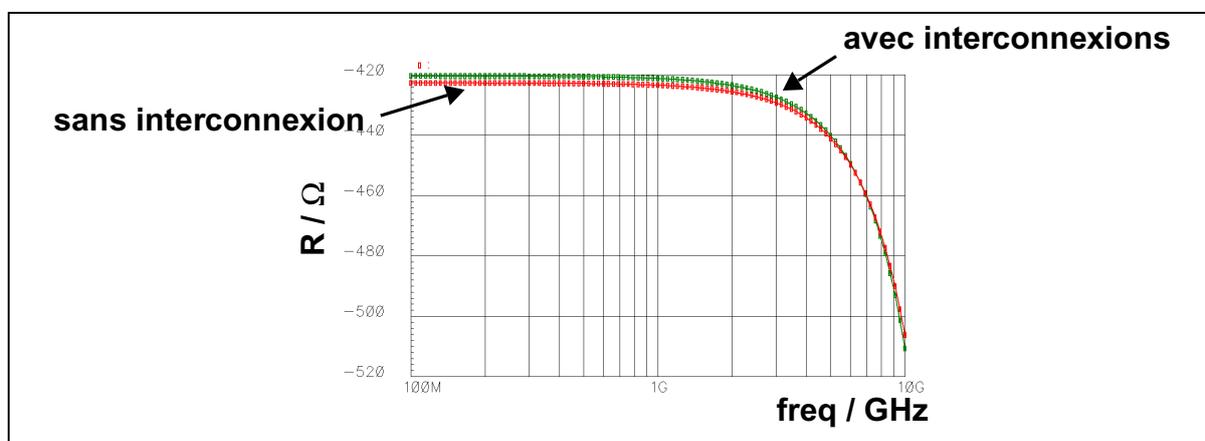
La résistance négative est constituée par une double paire croisée NMOS PMOS alimentée par une source de courant de pied MOS (Figure V.25).



**Fig. V.25: Schéma électrique de la résistance négative**

#### IV.C.2. RÉSULTATS DE SIMULATION

En ce qui concerne la résistance négative, aucune mesure n'a pu être effectuée malgré de bons résultats en simulation post extraction. Les causes restent à l'heure actuelle inexplicables ; aucun courant ne peut être mesuré.



**Fig. V.26: Résultats de simulation de la résistance négative**

	Simulations sans interconnexion @ 2.14 GHz	Simulations avec interconnexions @ 2.14 GHz
Résistance / Ohms	- 426	- 422
Puissance / mW	2	2

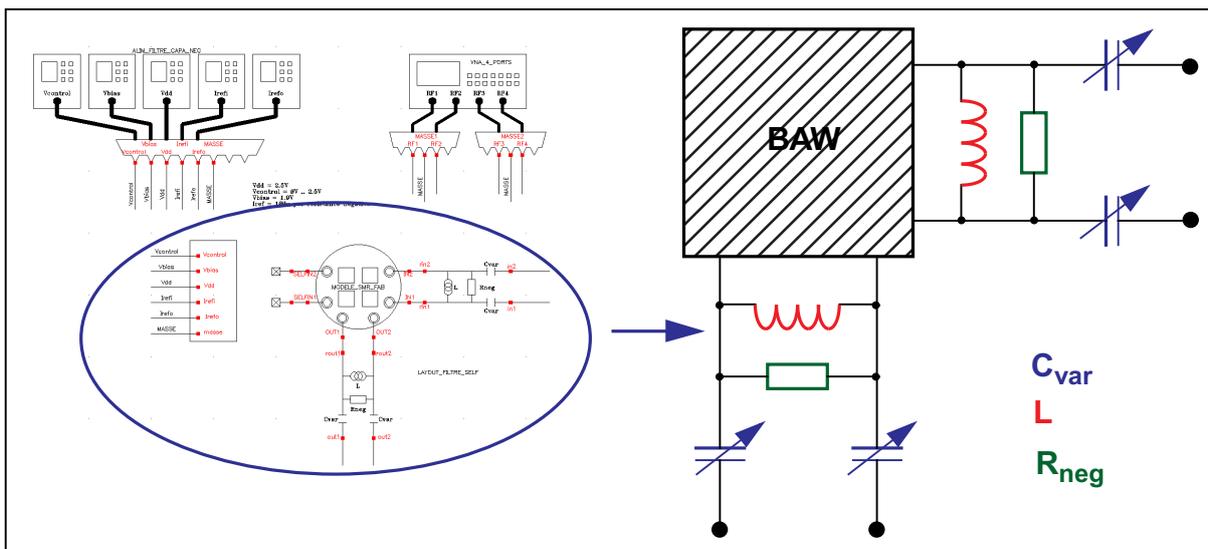
**Table V.7: Résultats de la résistance négative**

Les courbes de la Figure V.26 montre que l'impact des interconnexions sur le fonctionnement de la résistance négative est négligeable avec moins de 1% de variation sur la valeur de la résistance.

#### IV.D. FILTRE BAW DIFFÉRENTIEL AVEC INDUCTANCES SPIRALES ET RÉSISTANCES NÉGATIVES

Le filtre étudié dans ce paragraphe est constitué de 4 résonateurs BAW et 2 inductances spirales dont le coefficient de qualité est amélioré grâce à des résistances négatives (Figure V.27).

##### IV.D.1. SCHÉMA ÉLECTRIQUE ET BANC DE TEST

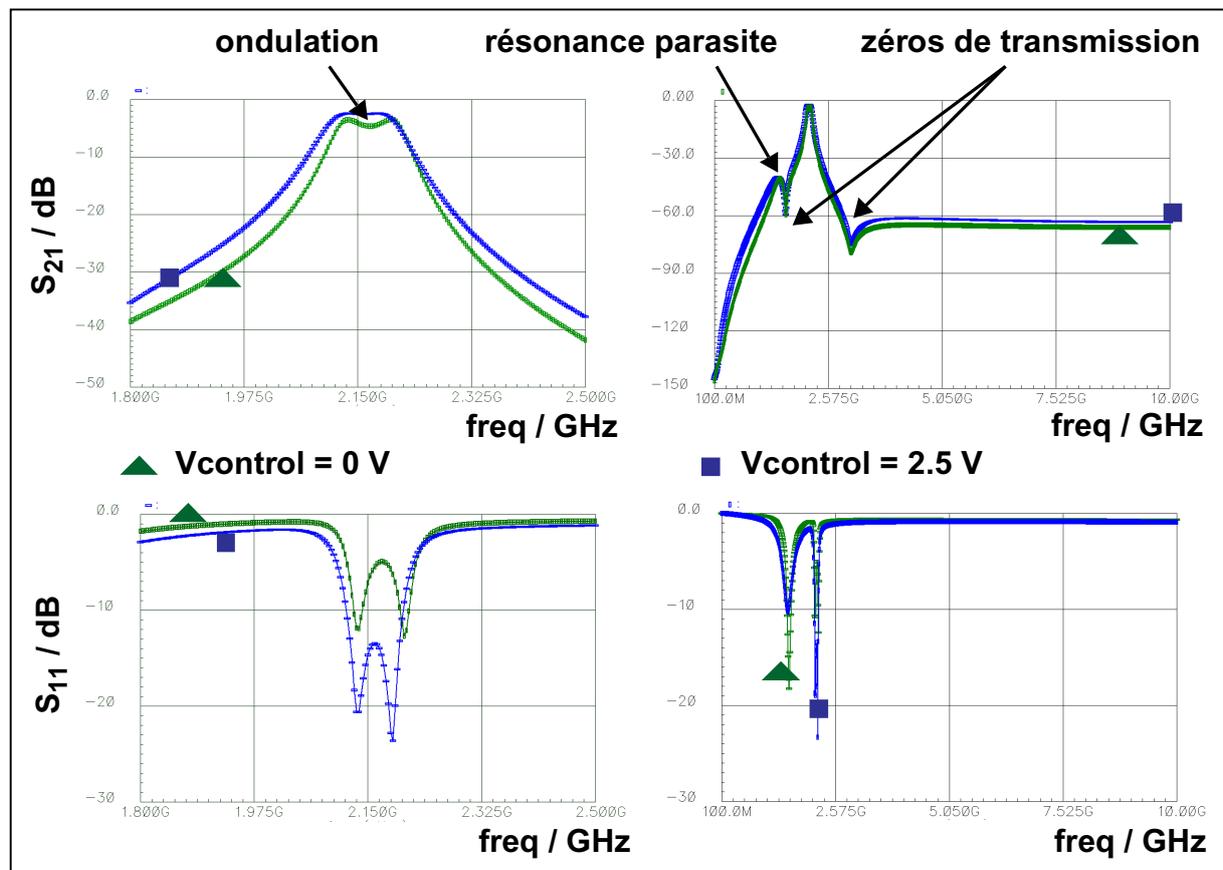


**Fig. V.27: Schéma électrique du filtre BAW avec inductances**

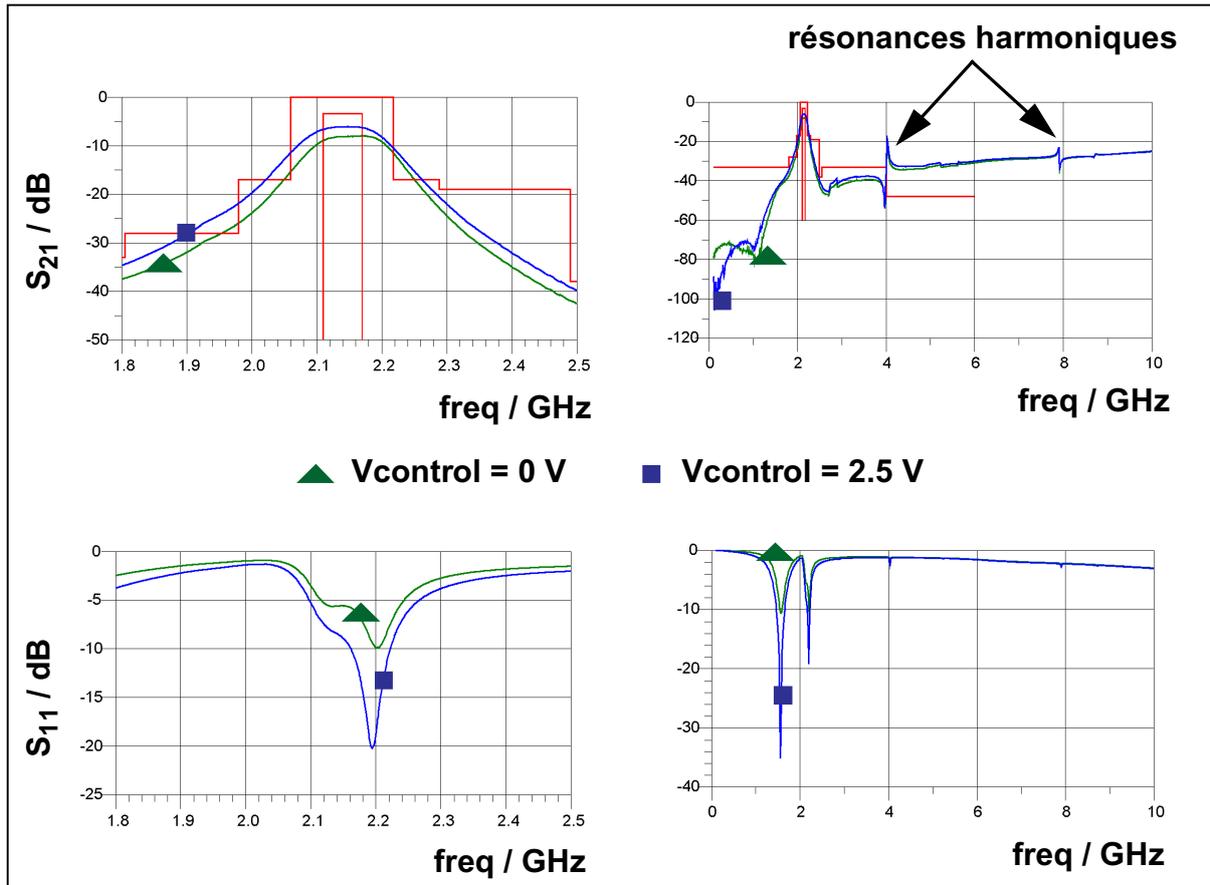
Les mesures ont été réalisées à l'aide d'un ARV 4 ports. Les résultats ont ensuite été traités par la technique de la matrice des modes mixtes développée précédemment dans le paragraphe V.A. Méthodes de mesures.

#### IV.D.2. RÉSULTATS PARAMÈTRES S

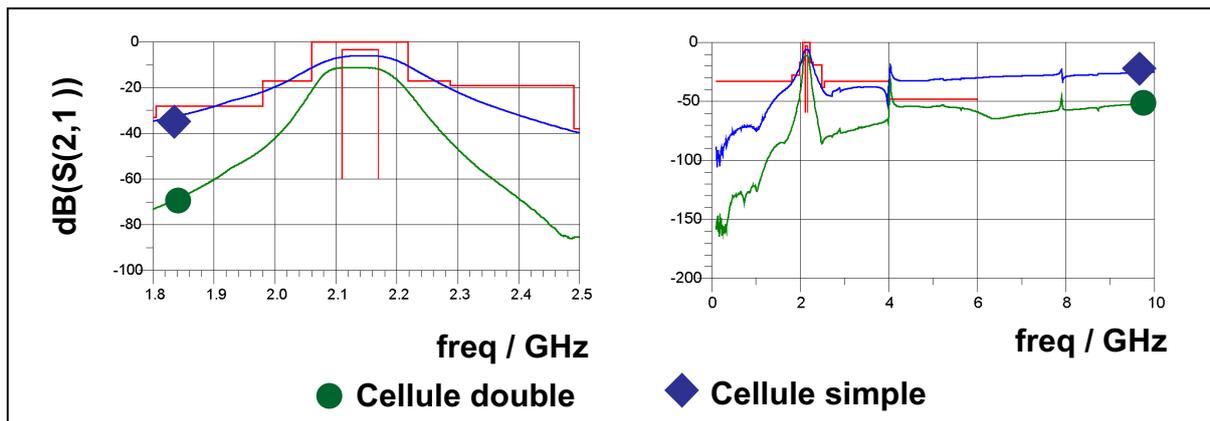
Les mesures et les simulations ont été réalisées pour deux valeurs de  $V_{control}$  (0V et 2.5V) entre 1.8GHz et 2.5GHz et dans une bande de fréquences plus importante pour visualiser les modes parasites.



**Fig. V.28: Résultats de simulation du filtre BAW avec inductances (1 cellule lattice)**



**Fig. V.29: Résultats de mesure du filtre BAW avec inductances  
(1 cellule lattice)**



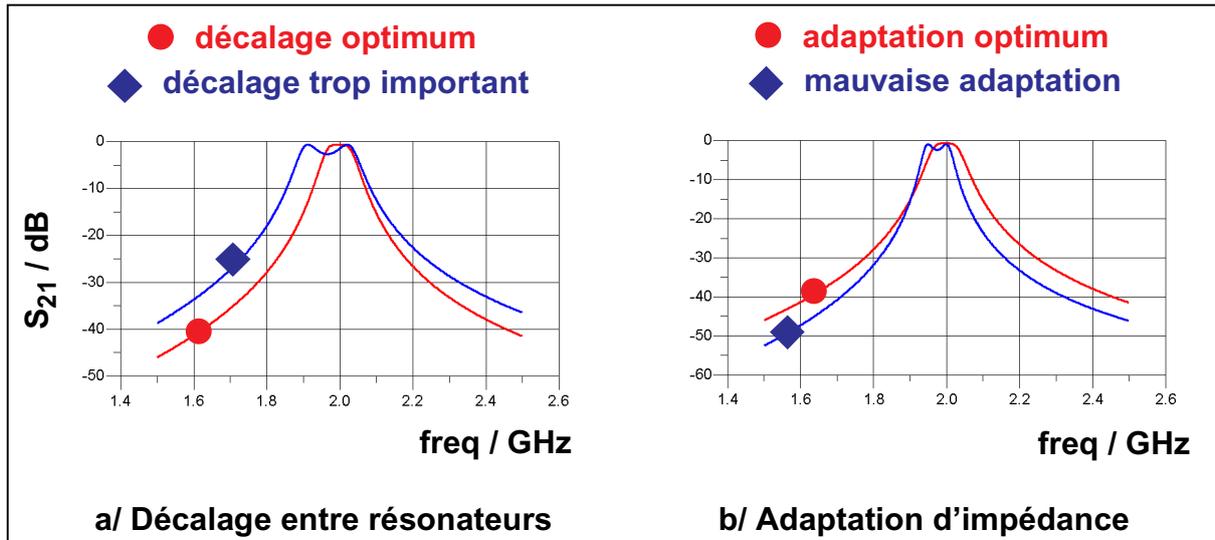
**Fig. V.30: Comparaison entre simple cellule (mesures) et double cellule  
(simulations) lattice**

	<b>Simulations (1 cellule lattice)</b>	<b>Mesures (1 cellule lattice)</b>	<b>Simulations (2 cellules lattice)</b>
Pertes d'insertion / dB	- 2.5 .. - 5	- 6 .. - 8	-----
Ondulation / dB	2.4 max	0	-----
Plage d'accord / MHz	20	20	-----
adaptation / dB	- 10	- 7	-----
Réjection @ 1 GHz	- 60	- 73	- 126
Réjection @ 3.3 GHz	- 63	- 38	- 78
Réjection @ 10 GHz	- 58	- 25	- 51
Puissance / mW	4	0 (pas de résistance)	-----

**Table V.8: Résumé des résultats du filtre BAW avec inductances**

Les résultats de mesures montrent une plage d'accord en fréquences d'environ 20MHz mais avec d'importantes pertes d'insertion. Ceci est le fruit du non fonctionnement des résistances négatives qui sont sensées améliorer le coefficient de qualité des inductances spirales. Ne fonctionnant pas, elles ne jouent pas leur rôle et désadaptent le circuit.

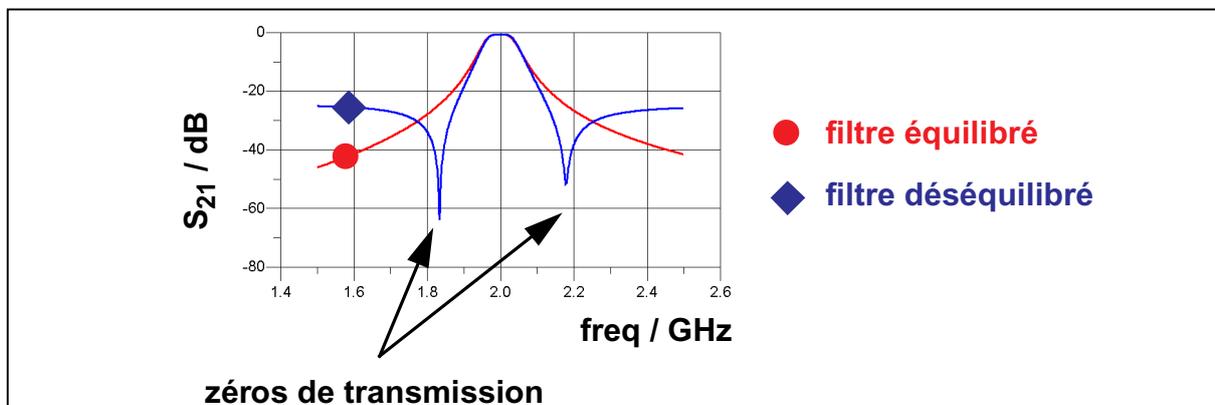
On notera sur les résultats de simulation que le décalage trop important entre les résonateurs série et parallèle impacte l'adaptation et l'ondulation dans la bande pour certaines valeurs de  $V_{control}$ .



**Fig. V.31: Influence des désadaptations sur la réponse du filtre**

En effet, les résultats de simulation de la Figure V.31 montre que le désajustement entre les résonateurs série et parallèle définit la largeur de la bande passante. Toutefois un désajustement trop important entraîne l'apparition d'une ondulation qui croît avec ce désajustement. Ceci permet donc d'expliquer en partie l'ondulation visible sur les simulations de la Figure V.31 puisque les fréquences visées initialement ont subi un désajustement. Il faut également intégrer la mauvaise adaptation entrée sortie liée au non fonctionnement des résistances négatives qui conduit également à une ondulation sans modifier la largeur de la bande passante.

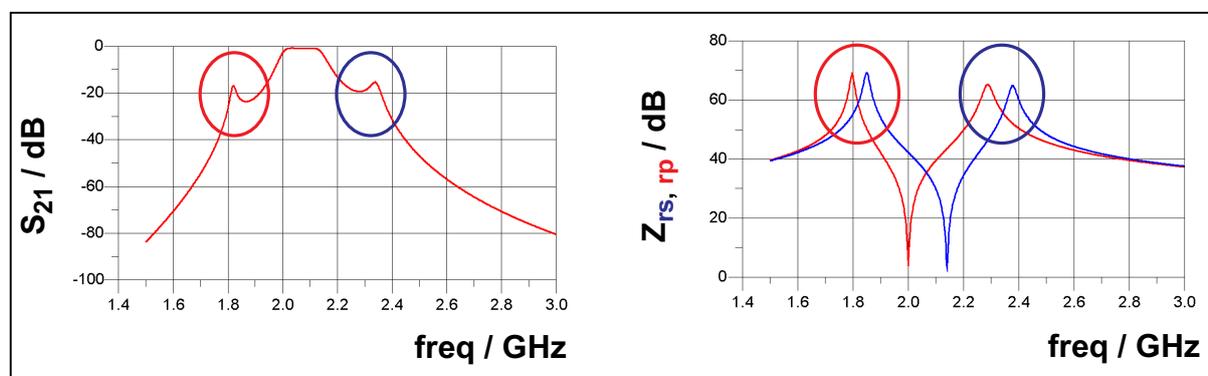
Ensuite, deux zéros de transmission de part et d'autre de la bande passante sont visibles sur les résultats de simulation et de mesures.



**Fig. V.32: Apparition de zéros de transmission**

Ils sont liés à un déséquilibre entre la branche série et la branche parallèle du filtre ; notamment en terme de capacité parallèle  $C_0$  effective du résonateur BAW. La Figure V.32 illustre ce déséquilibre au travers d'une valeur de capacité  $C_0$  qui varie. Le coté positif de ce déséquilibre réside dans le fait qu'il permet d'augmenter la sélectivité du filtre. En revanche, il dégrade le niveau de réjection en dehors de la bande passante. Le phénomène est un peu moins visible sur les résultats de mesure car la simulation ne prend pas tous les parasites en compte.

Un autre phénomène plus visible sur la simulation que sur la mesure est la résonance parasite.

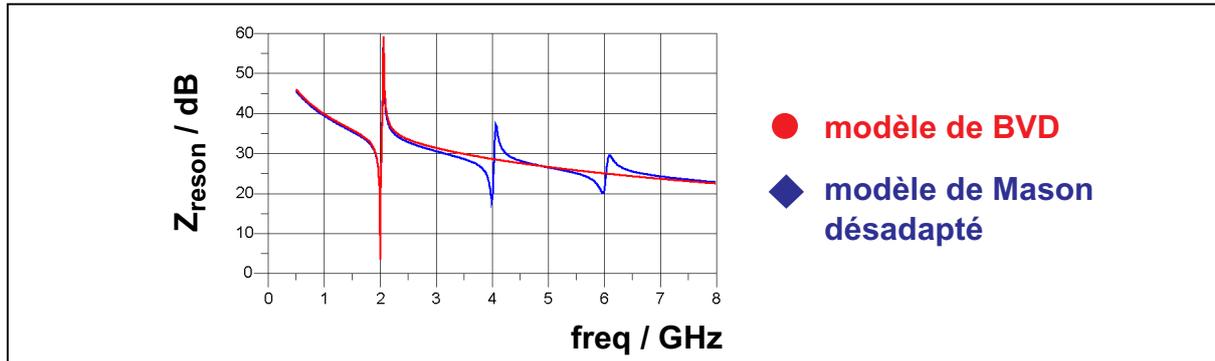


**Fig. V.33: Résonances parasites liées aux inductances**

Le fait d'ajouter des inductances en parallèle sur chaque résonateur génère une seconde fréquence d'antirésonance qui modifie le fonctionnement du filtre. En effet, les fréquences de résonances vont définir la bande utile du filtre alors que les fréquences d'antirésonance vont définir deux bandes parasites très étroites. Ces dernières dépendent du coefficient de qualité des inductances et des parasites qui vont venir se greffer autour. C'est pour cette raison que ces résonances parasites sont plus visibles sur les simulations que sur les mesures.

Enfin, le dernier problème concerne les résonances harmoniques visibles sur les résultats de mesure. Les résonateurs utilisés pour réaliser le filtre sont des résonateurs de type SMR. Ils disposent donc d'un réflecteur de Bragg dont le rôle est d'éliminer les résonances harmoniques du résonateur, résonances visibles sur la Figure V.34. C'est pour cette raison que l'utilisation du modèle électrique de BVD (modèle qui prend en compte la résonance principale) est possible. Ce modèle est

plus facile à utiliser qu'un modèle de type Mason qui lui est beaucoup plus physique. Les résultats de la Figure V.34 sont réalisés en dégradant volontairement le réflecteur de Bragg afin d'observer les résonances harmoniques. L'apparition de ces résonances sur les résultats de mesure peut donc être liée à un mauvais accord du réflecteur de Bragg (divergence au niveau des épaisseurs des matériaux) ou/et aux parasites qui font que ces résonances sont plus ou moins mises en évidence.



**Fig. V.34: Résonances harmoniques**

Malgré les inconvénients mentionnés précédemment qui trouvent désormais une explication, la fonctionnalité d'un filtre BAW accordable est démontrée.

Enfin, une dernière simulation, basée sur les résultats de mesure de la Figure V.30, a été réalisée pour obtenir les réponses d'un filtre constitué de deux cellules lattice. Une comparaison des résultats obtenus avec 1 cellule lattice ou 2 cellules lattice montre l'évolution de la sélectivité et de la réjection hors bande du filtre. N'ayant aucune adaptation particulière, les valeurs de bande passante et d'ondulation n'ont aucune réalité physique. On notera simplement une bonne sélectivité et une forte réjection hors bande permettant de respecter le gabarit fixé.

IV.D.3. LINÉARITÉ ET BRUIT

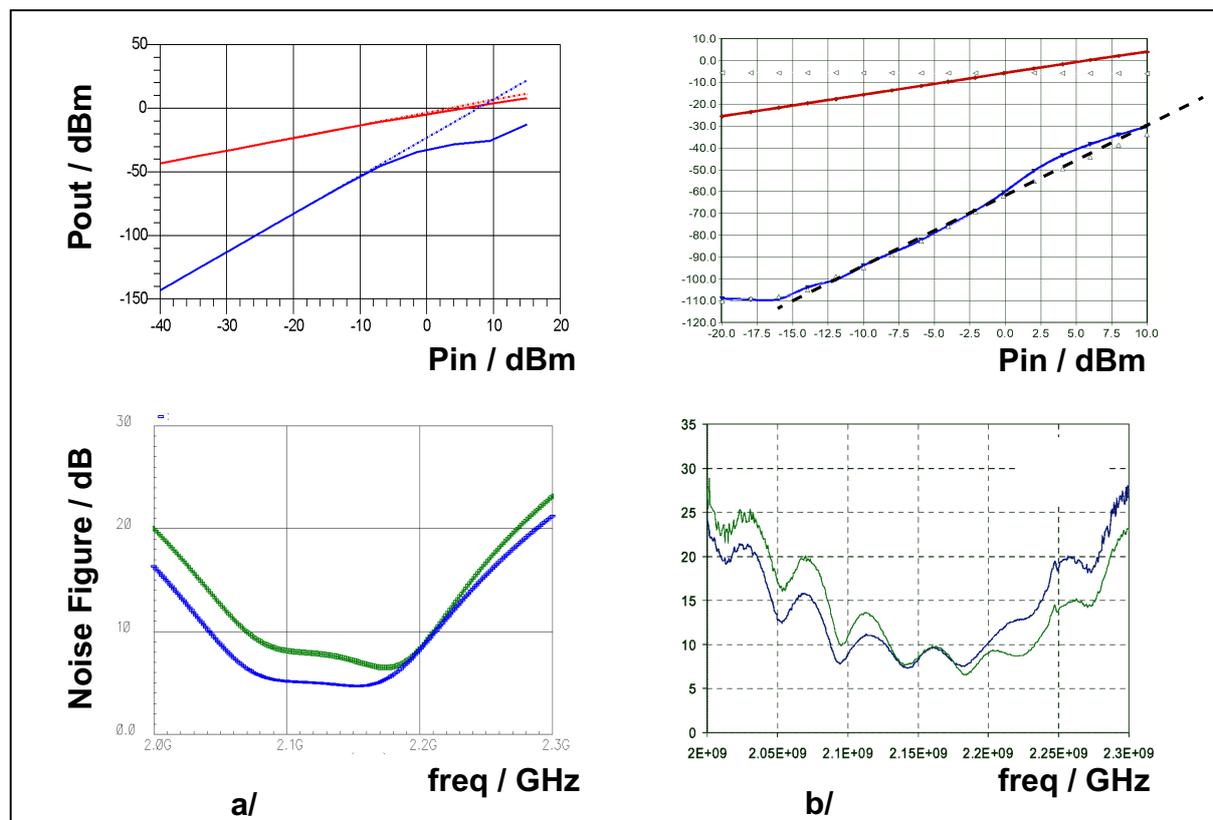


Fig. V.35: Linéarité et bruit du filtre BAW avec inductances

	Simulation		Mesure	
Vcontrol / V	0 (a/)	2.5	0 (b/)	2.5
IIP3 / dBm f <sub>1</sub> = 2.15GHz f <sub>2</sub> = 2.16GHz	9.5	19.6	29.6	----
NF / dB	7	4.6	0 .. 1	----

Table V.9: Résumé des valeurs de linéarité et de bruit du filtre BAW avec inductances

Les simulations effectuées sur le filtre BAW associé à des inductances révèlent une meilleure linéarité et un meilleur facteur de bruit que le filtre à capacités négatives présenté dans la Figure V.40 car la résistance négative est en parallèle avec l'inductance spirale. En effet, le bruit d'une inductance est principalement lié à sa partie résistive alors que la source de bruit de la résistance négative provient du bruit thermique qui est par ailleurs plus important que celui généré par l'inductance.

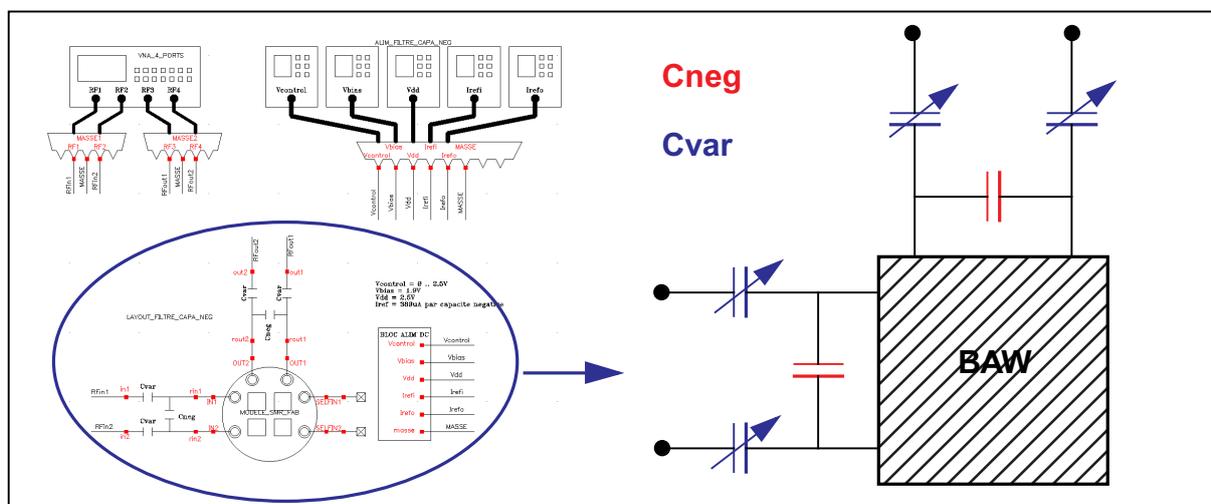
Par conséquent, étant donné que ces deux sources de bruit se retrouvent en parallèle, le bilan des deux va tendre vers la source la plus faible à savoir l'inductance [V.6]. On verra par la suite que cela explique le fait que le bruit global du filtre à inductances est moins important que celui du filtre à capacités négatives.

Expérimentalement, le bruit est quasi nul et la linéarité supérieure à celle obtenue en simulation, ce qui semble normal étant donné qu'aucun circuit actif ne fonctionne. Ces différents résultats expérimentaux ne permettent pas de statuer sur l'avantage en terme de performances de la résistance négative dans ce type de filtre malgré des simulations qui tendent à le démontrer.

## IV.E. FILTRE BAW DIFFÉRENTIEL AVEC CAPACITÉS NÉGATIVES

Le filtre différentiel testé dans ce paragraphe comprend 4 résonateurs BAW et deux capacités négatives (Figure V.36).

### IV.E.1. SCHÉMA ÉLECTRIQUE ET BANC DE TEST

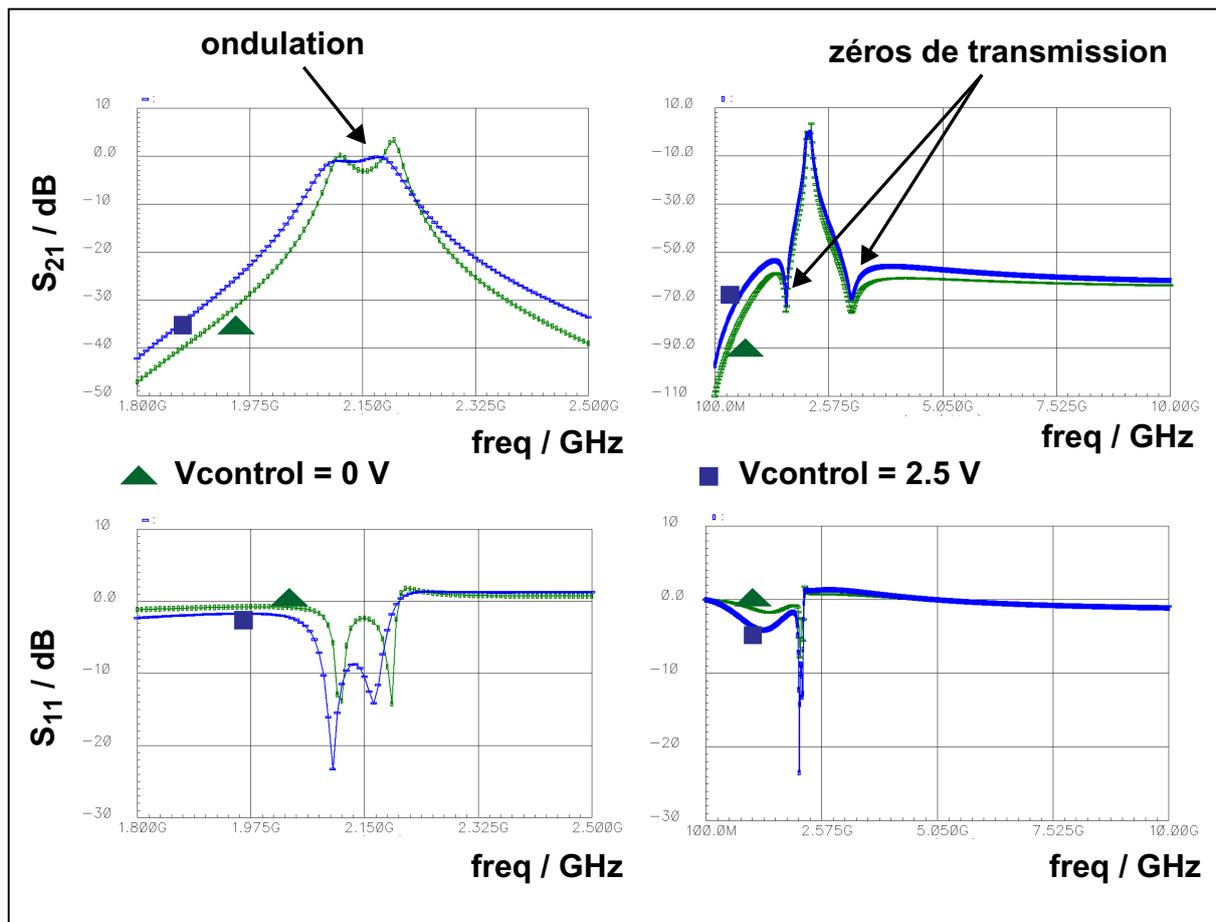


**Fig. V.36: Schéma électrique du filtre BAW avec capacités négatives**

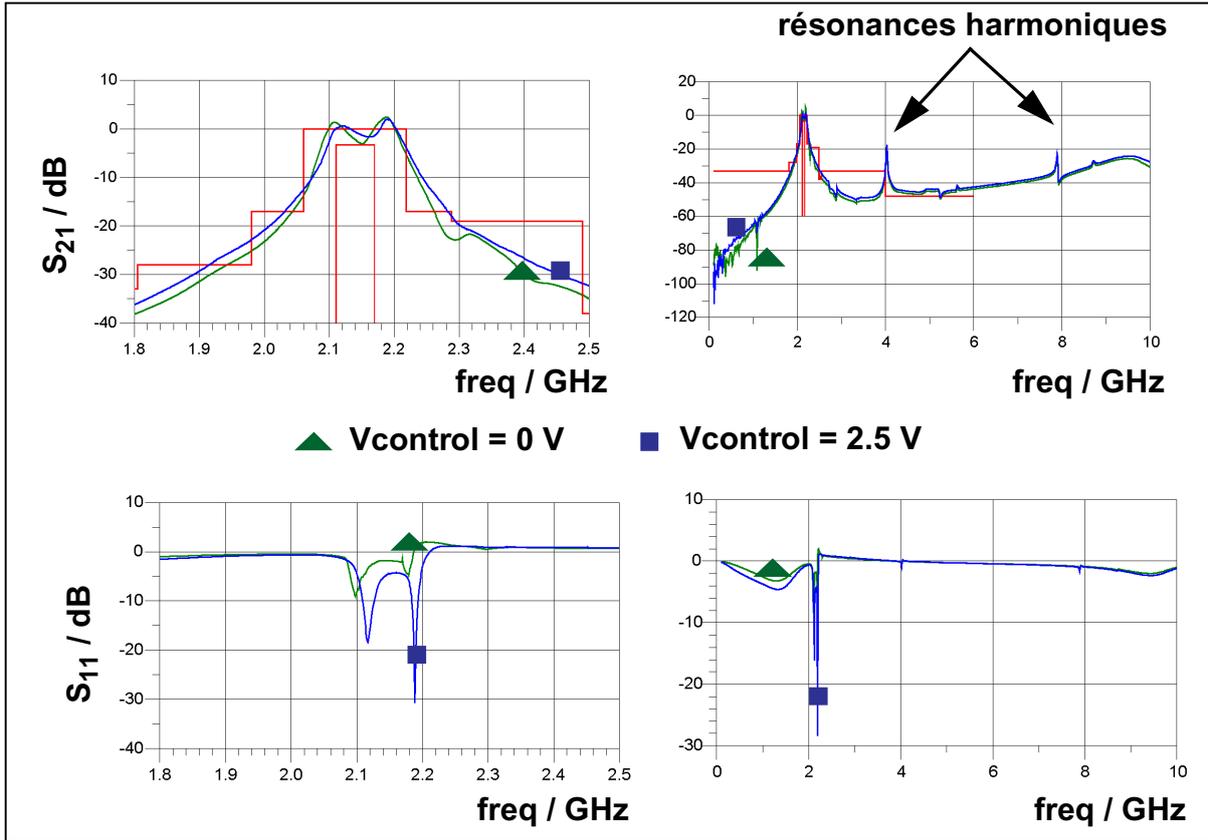
Les méthodes de mesures sont similaires à celles employées pour le filtre à inductances et résistances négatives.

### IV.E.2. RÉSULTATS DES PARAMÈTRES S

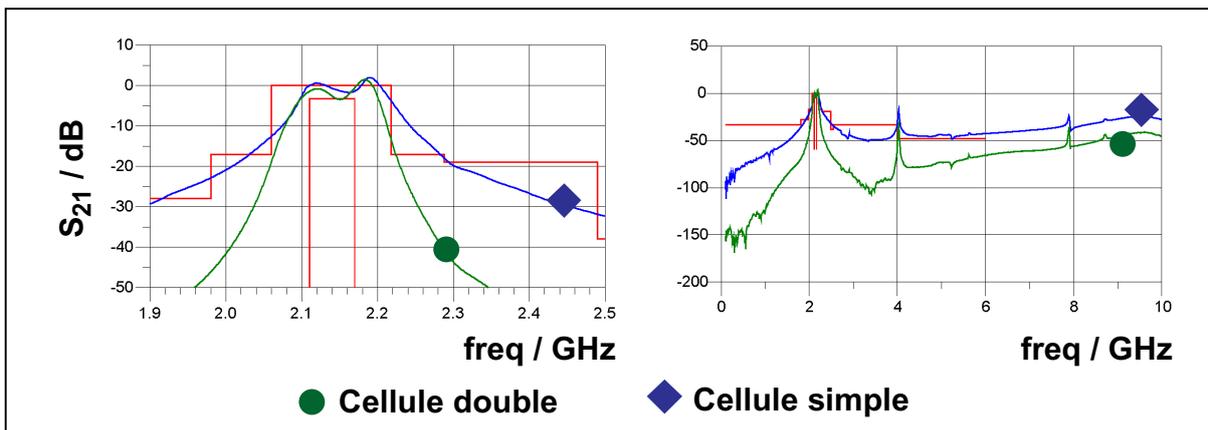
La Figure V.37 présente les résultats de simulation et la Figure V.38 les résultats expérimentaux du filtre.



**Fig. V.37: Résultats de simulation du filtre BAW avec capacités négatives (1 cellule lattice)**



**Fig. V.38: Résultats de mesure du filtre BAW avec capacités négatives (1 cellule lattice)**



**Fig. V.39: Comparaison entre simple cellule (mesures) et double cellule (simulation) lattice**

	<b>Simulations (1 cellule lattice)</b>	<b>Mesures (1 cellule lattice)</b>	<b>Simulations (2 cellules lattice)</b>
Pertes d'insertion / dB	0	1	----
Ondulation / dB	6 max	4 max	----
Plage d'accord / MHz	15	15	----
Adaptation / dB	- 7	- 4	----
Réjection @ 1 GHz	- 58	- 64	- 124
Réjection @ 3.3 GHz	- 63	- 50	- 100
Réjection @ 10 GHz	- 67	- 27	- 45
Puissance / mW	37.77	45	----

**Table V.10: Résumé des résultats du filtre BAW avec capacités négatives**

Les résultats observés sur ce filtre sont relativement proches de ceux obtenus pour le filtre à inductances et plusieurs phénomènes parasites sont présents dans les deux cas.

Tout d'abord, la réponse du filtre présente une forte ondulation liée :

- à un sur couplage des résonateurs série et parallèle,
- à une mauvaise adaptation entrée sortie due à un mauvais fonctionnement des capacités négatives. En effet, la valeur de la capacité simulée et la valeur de la capacité mesurée sont différentes.

Ensuite, on remarquera également la présence de résonances harmoniques qui s'expliquent de la même façon que précédemment. En revanche, les zéros de transmission sont présents en simulation mais pas en mesure ce qui permet de dire que les branches série et parallèle voient le même environnement. Ceci est du à une

modélisation non optimum des parasites, notamment des inductances parasites qui ne sont pas prises en compte par le logiciel d'extraction post layout.

En revanche, le niveau de réjection hors bande est bon malgré le fait qu'il ne s'agisse que d'une cellule simple. La simulation d'une double cellule de filtrage a pour but de montrer les améliorations apportées en terme de sélectivité et de réjection. Etant donné qu'aucune adaptation ne peut être réalisée les valeurs de l'ondulation et du niveau des pertes d'insertion ne sont pas significatives.

Enfin, malgré l'ondulation importante, la valeur moyenne de l'ordre de 1dB pour les pertes d'insertion est encourageante. La plage d'accord de l'ordre de 15 MHz rentre difficilement dans les spécifications mais ceci s'explique par le mauvais fonctionnement de la capacité négative. En effet, le varactor est dimensionné par rapport à un certain environnement et si celui-ci est perturbé (par le dysfonctionnement de la capacité négative) sa plage de variation n'est plus adaptée. Cela entraîne par conséquent une diminution de la plage d'accord du filtre.

Au final, les performances de ce filtre sont meilleures que le précédent et le gain de place est important.

IV.E.3. LINÉARITÉ ET BRUIT

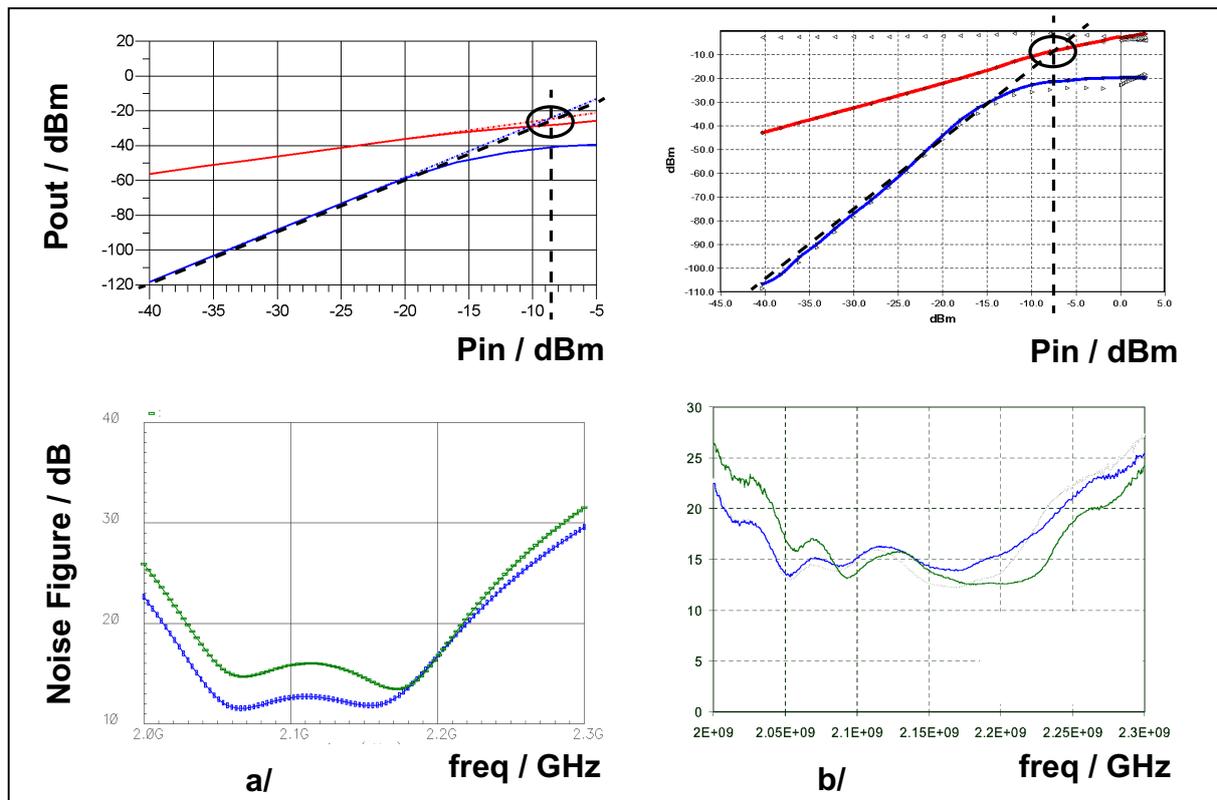


Fig. V.40: Linéarité et bruit du filtre BAW avec capacités négatives

	Simulations (a/)		Mesures	
Vcontrol / V	0	2.5	0 (b/)	2.5
IIP3 / dBm f <sub>1</sub> = 2.15GHz f <sub>2</sub> = 2.16GHz	- 8.5	-2.1	-11	-9.5
NF / dB	15	12	14	- - - -

Table V.11: Linéarité et bruit du filtre BAW avec capacités négatives

Les résultats présentés Figure V.40 montrent une faible linéarité et un bruit important due essentiellement à la présence de capacités négatives dans le corps du filtre. Ces résultats varient en fonction de la tension de contrôle appliquée aux varactors qui modifie les adaptations au sein du filtre.

Toutefois, des réserves peuvent être émises sur la validité des mesures. En effet, le bruit observé ne suit pas globalement la forme de la réponse du filtre.

Concernant la linéarité, les deux fréquences utilisées sont  $f_1=2.15\text{GHz}$  et  $f_2=2.16\text{GHz}$ . Compte tenu de la forte ondulation dans la bande du filtre la mesure est difficile à réaliser et la validité des résultats n'est pas assurée.

Nous pouvons conclure sur le fait que le filtre est fonctionnel mais que la capacité négative pose actuellement quelques problèmes. La structure employée fonctionne très bien à basses fréquences mais n'est peut être pas la mieux adaptée pour les plages de fréquences considérées ici.

## V. CONCLUSION

Malgré des résultats mitigés obtenus en mesure, nous avons tout de même pu démontrer la fonctionnalité d'un filtre BAW accordable en fréquence et en particulier un filtre constitué de capacités négatives qui en terme d'encombrement spatial devient intéressant.

En effet, cette structure dispose d'un excellent niveau de réjection hors bande ( $< 90\text{dB}$  @  $1\text{GHz}$  de la fréquence centrale filtre), meilleur que le filtre à inductances et résistances négatives. A terme, le niveau des pertes d'insertion et l'ondulation doivent être améliorés pour permettre de vérifier les spécifications fixées au départ. La plage d'accord doit également être augmentée.

Pour cela, la structure employée pour la capacité négative nécessite d'être améliorée, notamment en terme de bruit et de linéarité, voire changée.

Un autre point qui n'a pas été abordé auparavant et qui contribue aussi à dégrader les performances du filtre concerne le coefficient de qualité des résonateurs BAW. Durant notre étude, le jeu de résonateurs utilisé possédait un faible coefficient de qualité ( $Q = 250$ ), problème qui est désormais réglé puisque les coefficients de qualité sont actuellement de l'ordre de  $1000$  à  $f=2\text{GHz}$ .

## VI. BIBLIOGRAPHIE

[V.1] - [http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/an\\_pk/915](http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/an_pk/915), data sheet

[V.2] - "Balanced device characterization", Agilent application note

- [V.3] - “An introduction to multiport and balanced device measurements”, Agilent application note 1373-1
- [V.4] - “Concepts in balanced device measurements”, Agilent application note 1373-2
- [V.5] - D. E. Bockelman, W. R. Eisenstadt, “Combined differential and common-mode scattering parameters : theory and simulation”, IEEE Trans. and Mic., vol. 43, n° 7, 1995
- [V.6] - K. D. Pham, et al., “Quality Factor Enhancement of On-Chip Inductor by Using Negative Impedance Circuit”, Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2006



---

---

# CONCLUSION

---

---

Avec le développement croissant des technologies, l'avenir permet d'imaginer de nouveaux systèmes de communications radio offrant notamment un accès rapide et nomade à tout type d'information. Pour des raisons de coût, de consommation et de volume, l'intégration de ces systèmes apparaît comme un sujet porteur pour l'industrie de la microélectronique. C'est pourquoi de nombreux efforts sont menés depuis quelques années pour réussir à intégrer sur silicium, et si possible sur une même puce, des systèmes complets d'émission et de réception pour communications radiofréquences.

Le progrès des technologies CMOS permet d'envisager, dans les années à venir, une intégration de plus en plus poussée de ces systèmes qui nécessitent des circuits numériques et analogiques à la fois performants et bas coût. Le travail de recherche effectué dans le cadre de cette thèse s'inscrit donc dans cette optique du "tout intégré" car le sujet concerne l'étude et la réalisation de nouvelles architectures de filtres permettant l'utilisation de résonateurs BAW et l'accord en fréquence de ces derniers.

En effet, à l'heure actuelle, les chaînes d'émission et de réception ne peuvent être entièrement intégrées à cause notamment des filtres analogiques qui disposent d'éléments tels que des lignes microstrip, des résonateurs SAW, etc... L'effervescence rencontrée autour des résonateurs BAW réside dans le fait que ces derniers peuvent être facilement associés au reste du circuit. De plus, ils disposent d'un encombrement réduit qui facilite cette intégration, le tout contribuant à une diminution des coûts.

Cette étude a débuté donc tout naturellement sur le résonateur proprement dit. En effet, il est nécessaire de comprendre le fonctionnement du résonateur et d'étudier les modèles associés avant d'entamer son intégration dans un filtre. Pour palier les variations du procédé de fabrication, nous nous sommes intéressés à l'accord en fréquence du résonateur. La solution retenue utilise une inductance en parallèle avec un résonateur BAW, le tout en série avec une capacité variable.

---

L'inductance permet de reporter l'antirésonance en dehors de la bande de fréquence qui nous intéresse et la capacité variable permettant de décaler la fréquence de résonance du résonateur.

Ce n'est qu'après cette phase de prise en main du résonateur que nous nous sommes attaqués au coeur du problème à savoir la synthèse de filtre.

Ici aussi, une première étape de mise en place des diverses méthodes de synthèses de filtres est nécessaire afin de cibler la méthode la plus adaptée et la plus souple pour intégrer des résonateurs BAW à cette synthèse. Ce qui nous amène à une méthode basée sur l'utilisation de circuits résonants et d'éléments de couplage. Grâce à cette méthode, nous pouvons obtenir des architectures de filtre qui permettent l'utilisation des résonateurs BAW. Les résultats étant encourageants, l'étude a ensuite été développée vers un aspect décalage en fréquence afin de compenser les dérives des paramètres technologiques tel que l'épaisseur d'AIN par exemple, et ceci par le biais du bloc d'accord mentionné précédemment.

Cette structure finale de filtre BAW accordable est fonctionnelle mais gourmande en place. De plus, les faibles coefficients de qualité des inductances notamment nous ont poussé vers diverses optimisations. Tout d'abord, l'utilisation d'une résistance négative en parallèle avec l'inductance. Ceci permet d'augmenter artificiellement le coefficient de qualité de cette dernière. La solution est viable mais encore trop encombrante, d'où l'idée d'utiliser des inductances actives. Cette solution est a priori intéressante mais les structures étudiées ne sont pas adaptées à un fonctionnement hautes fréquences. Ce qui nous amène à la solution finale qui est l'utilisation de capacité négative à la place des inductances. Leur impact est similaire au niveau du résonateur avec pour avantage l'encombrement et le fait qu'elles ne génèrent pas d'antirésonances parasites comme les inductances.

Ces deux dernières optimisations ont été implémentées sur silicium et les résultats de mesures, même s'ils ne sont pas dans l'état de l'art, valident ces travaux en montrant la fonctionnalité d'un filtre BAW accordable en fréquence et sont très encourageants pour la suite du développement.

Ces travaux pourront par la suite être améliorés notamment au niveau de la structure de la capacité négative mais aussi en terme de reconfigurabilité. En effet,

---

jusqu'ici nous avons toujours parlé d'accord en fréquence et non de reconfigurabilité. L'accord permet de palier aux variations du procédé de fabrication des BAW alors que la reconfigurabilité permet d'adresser plusieurs standards. Ces derniers points permettent donc d'entrevoir les diverses possibilités quant à l'évolution d'un tel filtre. De plus, le coefficient de qualité des résonateurs BAW ne cesse d'augmenter avec à l'heure actuelle un coefficient de l'ordre de 1000 à  $f=2\text{GHz}$ . Ceci permettra donc d'améliorer les performances du filtre et facilitera l'accord en fréquence et la reconfigurabilité.

---

---

---

# LISTE DES PUBLICATIONS SCIENTIFIQUES ET DES BREVETS

---

---

## Publications Scientifiques :

- C. Tilhac, et al., "A Bandpass BAW-Filter Architecture with Reduced Sensitivity to Process Variations", IEEJ Analog VLSI Workshop, 2005
- J. F. Carpentier, C. Tilhac, et al., "A tunable bandpass BAW-filter architecture and its application to WCDMA filter", IEEE MTT-Symposium, 2005
- J. F. Carpentier, A. Cathelin, C. Tilhac, et al., "A SiGe:C BiCMOS WCDMA Zero-IF RF Front-End Using an Above-IC BAW Filter", ISSCC, 2005
- S. Razafimandimby, C. Tilhac, et al., "Nouvelle Configuration de Filtre RF Accordable en Fréquence Utilisant des Résonateurs BAW dans une Chaîne de Réception WCDMA", TAISA, 2005
- S. Razafimandimby, C. Tilhac, et al., "A Novel architecture Of a Tunable Bandpass BAW-Filter For a WCDMA Transceiver", Springer AICSP Journal, 2006
- S. Razafimandimby, C. Tilhac, et al., "An Electronically Tunable Bandpass BAW-Filter for a Zero-IF WCDMA Receiver", ESSCIRC, 2006
- S. Razafimandimby, C. Tilhac, et al., "Digital Tuning of an Analog Tunable Bandpass BAW-Filter at GHz frequency", ESSCIRC, 2007

## Brevets :

- C. Tilhac, et al., "Integrable Acoustic Resonator and Method for Integrating such Resonator", brevet publié aux états Unis n° 20050174199

- 
- C. Tilhac, et al., "New Ladder Filter Architecture that Uses Only One Type of BAW Resonator", brevet publié aux états Unis n° 20070030099
  - S. Razafimandimby, C. Tilhac, et al., "Circuit de Capacité Négative pour Application Hautes Fréquences", brevet rédigé et déposé à l'INPI n° 0607343
  - C. Tilhac, et al., "Circuit Electronique Intégré Comportant un Résonateur Accordable ", brevet rédigé et déposé à l'INPI n° 0607346

# ANNEXES

## I. IMPACT DE LA CONDUCTANCE DE SORTIE SUR LE GAIN DC

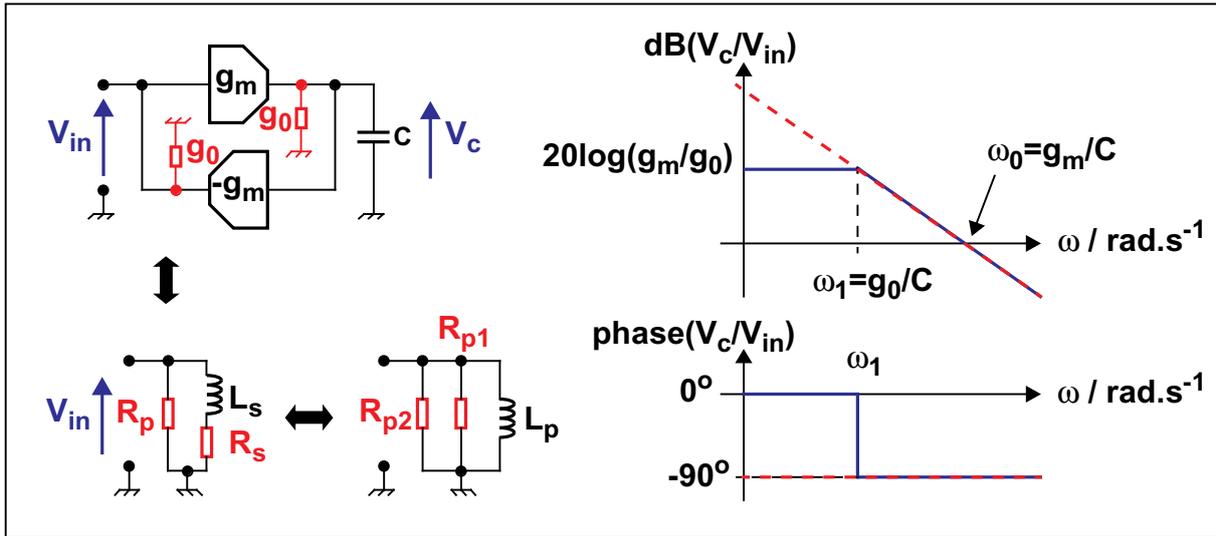


Fig. I.1: Gain DC d'un gyrateur

$$L_s = \frac{C}{g_m^2} \quad R_s = \frac{g_0}{g_m^2} \quad R_p = \frac{1}{g_0} \quad (I.1)$$

$$V_c = \frac{g_m}{g_0 + j \times C \times \omega} \times V_{in} \quad (I.2)$$

$$dB\left(\frac{V_c}{V_{in}}\right) = 20 \times \log(g_m) - 10 \times \log(g_0^2 + C^2 \times \omega^2) \quad (I.3)$$

$$phase\left(\frac{V_c}{V_{in}}\right) = -\arctan\left(\frac{C \times \omega}{g_0}\right) \quad (I.4)$$

$$\omega \rightarrow \infty \Rightarrow dB\left(\frac{V_c}{V_{in}}\right) \rightarrow -10 \times \log(g_0^2 + C^2 \times \omega^2) \dots phase\left(\frac{V_c}{V_{in}}\right) \rightarrow -90$$

$$\omega \rightarrow 0 \Rightarrow dB\left(\frac{V_c}{V_{in}}\right) \rightarrow 20 \times \log\left(\frac{g_m}{g_0}\right) \dots phase\left(\frac{V_c}{V_{in}}\right) \rightarrow 0$$

$$dB\left(\frac{V_c}{V_{in}}\right) = 0 \Rightarrow \omega_0^2 = \frac{g_m^2 - g_0^2}{C^2} \approx \frac{g_m^2}{C^2}$$

$$phase\left(\frac{V_c}{V_{in}}\right) = -45 \Rightarrow \omega_1 = \frac{g_0}{C}$$

$$Z_{in} = \frac{g_0 \times (g_m^2 + g_0^2 + C^2 \times \omega^2) + j \times g_m^2 \times C \times \omega}{(g_m^2 + g_0^2) + g_0^2 \times C^2 \times \omega^2} \quad (1.5)$$

$$Q = \frac{Im[Z_{in}]}{Re[Z_{in}]} = \frac{g_m^2 \times C \times \omega}{g_0 \times (g_m^2 + g_0^2 + C^2 \times \omega^2)} \quad (1.6)$$

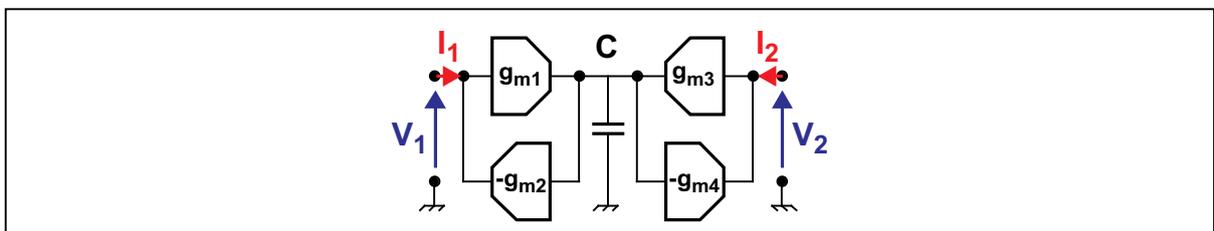
$$\frac{\partial Q}{\partial \omega} = \frac{g_m^2 \times C \times g_0 \times (g_m^2 + g_0^2 + C^2 \times \omega^2) - g_m^2 \times C \times \omega \times 2 \times g_0 \times C^2 \times \omega}{[g_0 \times (g_m^2 + g_0^2 + C^2 \times \omega^2)]^2} \quad (1.7)$$

$$\frac{\partial Q}{\partial \omega} = 0 \Leftrightarrow \omega_{max}^2 = \frac{g_m^2 + g_0^2}{C^2} \approx \frac{g_m^2}{C^2} \Rightarrow \omega_{max} = \frac{g_m}{C} = \omega_0 \Rightarrow Q_{max} \approx \frac{g_m}{2 \times g_0}$$

On définit ici  $\omega_0$  comme étant la pulsation de travail de façon à avoir un gain DC

$\left(\frac{V_c}{V_{in}}\right)$  unité et un facteur de qualité maximum.

## II. TRANSMISSION DE PUISSANCE DANS UNE STRUCTURE DE GYRATEUR 2 PORTS



**Fig. I.2: Inductance flottante**

Dans le cas d'une inductance flottante dont les quatre transconductances sont différentes, la matrice chaîne s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$\bar{P}_i = \frac{1}{2} \times \text{Re}[V_i \times I_i^*] \quad (I.9)$$

$$\bar{P}_1 = \frac{1}{2} \times \text{Re}[(A \times V_2 - B \times I_2) \times (C \times V_2 - D \times I_2)^*] \quad (I.10)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{g_{m1}} \\ g_{m2} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \times C \times \omega & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{g_{m3}} \\ g_{m4} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{g_{m4}}{g_{m1}} & \frac{j \times C \times \omega}{g_{m2} \times g_{m3}} \\ 0 & \frac{g_{m2}}{g_{m3}} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$$\bar{P}_1 = \frac{1}{2} \times \text{Re} \left[ \left( \frac{g_{m4}}{g_{m1}} \times V_2 - \frac{j \times C \times \omega}{g_{m2} \times g_{m3}} \times I_2 \right) \times \left( 0 \times V_2 - \frac{g_{m2}}{g_{m3}} \times I_2 \right)^* \right] \quad (I.12)$$

$$\bar{P}_1 = \frac{1}{2} \times \text{Re} \left[ \frac{j \times C \times \omega}{g_{m2} \times g_{m3}} \times \frac{g_{m2}}{g_{m3}} \times I_2 \times I_2^* - \frac{g_{m2}}{g_{m3}} \times \frac{g_{m4}}{g_{m1}} \times V_2 \times I_2^* \right] \quad (I.13)$$

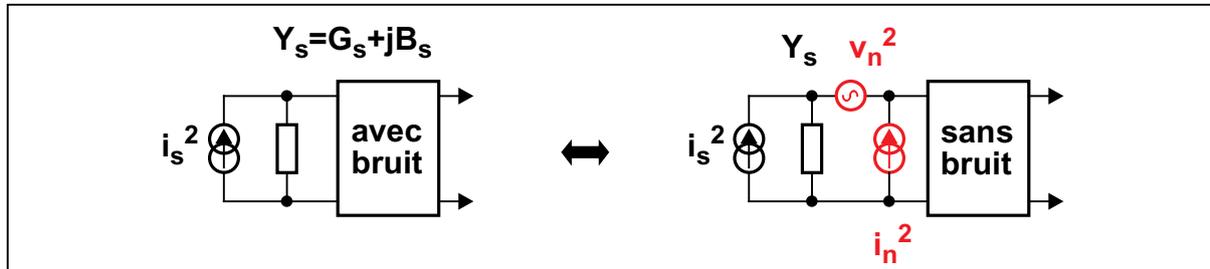
$$I_2 \times I_2^* = |I_2|^2$$

$$\bar{P}_1 = -\frac{1}{2} \times \frac{g_{m2} \times g_{m4}}{g_{m3} \times g_{m1}} \times \text{Re}[V_2 \times I_2^*] \Rightarrow \frac{\bar{P}_2}{\bar{P}_1} = -\frac{g_{m1} \times g_{m3}}{g_{m2} \times g_{m4}} \quad (I.14)$$

Le maximum de transmission de puissance aura lieu lorsque l'Equation (I.15) sera vérifiée :

$$\left| \frac{\bar{P}_2}{\bar{P}_1} \right| = 1 \Leftrightarrow g_{m1} \times g_{m3} = g_{m2} \times g_{m4} \quad (I.15)$$

### III. CALCUL DU BRUIT MINIMUM (FMIN) DANS LE CAS D'UNE TRANSMISSION DE PUISSANCE MAXIMUM ET DE LA RÉSISTANCE OPTIMUM DE TERMINAISON (RT)



**Fig. I.3: Sources équivalentes de bruit dans une structure deux ports**

Le facteur de bruit  $F$  d'un quadripôle caractérise la dégradation du rapport signal sur bruit entre l'entrée et la sortie du quadripôle, le générateur étant un dipôle à la température normalisée  $T_0 = 230$  K.

$$F = \frac{\overline{i_s^2} + \overline{|i_n + Y_s \times v_n|^2}}{\overline{i_s^2}} \quad (I.16)$$

Dans le but de prendre en compte une éventuelle corrélation entre les deux sources de bruit  $v_n$  et  $i_n$ , on définit  $i_n$  comme étant la somme d'un terme  $i_c$  corrélé avec  $v_n$  et d'un terme  $i_u$  non corrélé.

$$i_n = i_u + i_c \quad (I.17)$$

$$i_c = Y_c \times v_n \quad \text{avec} \quad Y_c = G_c + j \times B_c \quad (I.18)$$

$$F = 1 + \frac{\overline{i_u^2} + \overline{|Y_c + Y_s|^2} \times \overline{v_n^2}}{\overline{i_s^2}} \quad (I.19)$$

Les trois sources de bruit qui apparaissent désormais dans l'Equation (I.19) sont indépendantes et peuvent être traitées comme des sources de bruit thermique pour lesquelles on peut définir des résistances ou admittances équivalentes.

$$R_n = \frac{\overline{v_n^2}}{4 \times k \times T \times \Delta f} \quad (1.20)$$

$$G_u = \frac{\overline{i_u^2}}{4 \times k \times T \times \Delta f} \quad (1.21)$$

$$G_s = \frac{\overline{i_s^2}}{4 \times k \times T \times \Delta f} \quad (1.22)$$

Dans ce cas, le facteur de bruit s'écrit en fonction de  $R_n$ ,  $G_u$  et  $G_s$ .

$$F = 1 + \frac{G_u + |Y_c + Y_s|^2 \times R_n}{G_s} = 1 + \frac{G_u + [(G_c + G_s)^2 \times (B_c + B_s)^2] \times R_n}{G_s} \quad (1.23)$$

Le facteur de bruit est minimum lorsque les relations suivantes sont satisfaites.

$$B_s = -B_c = B_{opt} \quad \text{et} \quad G_s = \sqrt{\frac{G_u}{R_n} + G_c^2} = G_{opt} \quad (1.24)$$

Dans ce cas on obtient un facteur de bruit minimum  $F_{min}$  :

$$F_{min} = 1 + 2 \times R_n \times [G_{opt} + G_c] \quad (1.25)$$

Dans le cas étudié l'approximation selon laquelle il n'y a pas de corrélation entre les sources de bruit ( $G_c = 0$ ) peut être faite, ce qui conduit aux deux relations suivantes :

$$G_{opt} = \sqrt{\frac{G_u}{R_n}} = \sqrt{g_{m1} \times g_{m2}} = \frac{1}{R_t} \quad (1.26)$$

Le facteur de bruit minimum d'une inductance flottante s'écrit alors :

$$F_{min} = 2 \times \left[ 1 + 2 \times \varepsilon \times \sqrt{\frac{g_{m2}}{g_{m1}}} \right] \quad (1.27)$$

## IV. CALCUL DE LINÉARITÉ (IIP3)



**Fig. 1.4: Circuit équivalent présenté par le filtre à l'inductance a/ au voisinage du DC, b/ à la résonance**

$$\text{avec } V_s = 2 \times R_t \times I_s \quad \text{et} \quad V = R_{eff} \times I_{eff} \quad (1.28)$$

Au voisinage du DC la résistance qui intervient dans le circuit équivalent est  $2R_t$  car l'impédance présentée par le gyrateur est l'impédance optimum. De plus, il s'agit d'une inductance flottante donc la résistance  $R_t$  est multipliée par 2. En revanche, la résistance  $2R_t$  devient  $R_{eff}$  à la fréquence de résonance de l'inductance car le filtre agit tel un transformateur d'impédance. Ceci modifie donc la source de courant  $I_s$  qui devient  $I_{eff}$  tel que  $\frac{R_t}{I_s} = \frac{R_{eff}}{I_{eff}^2}$ . La tension totale de distorsion à la

résonance peut s'écrire de la manière suivante :

$$|v_{dt}|^2 = |v_d|^2 + (\omega_0 \times L \times Q_r)^2 \times |i_d|^2 \quad (1.29)$$

$$Q_r = \frac{R_{eff}}{L \times \omega_0} : \text{coefficient de qualité à la résonance}$$

$$|V| = \omega_0 \times L \times |I| \quad \text{et} \quad Q_t = \frac{\omega_0 \times L}{R_t} = \omega_0 \times L \times \sqrt{g_{m1} \times g_{m2}} \quad (1.30)$$

$$|v_{dt}|^2 = \frac{|V|^6}{V_{IP3}^4} \times \left[ 1 + \frac{Q_r^2}{Q_t^4} \times \left( \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right)^2 \right] \quad (1.31)$$

On exprime ensuite la tension de l'inductance en fonction de la tension de source

---


$$\frac{|V|}{V_s} = \frac{I_{eff} \times R_{eff}}{I_s \times 2 \times R_t} = \sqrt{\frac{R_{eff}}{2 \times R_t}} = \sqrt{\frac{Q_r \times Q_t}{2}} \quad (1.32)$$

pour finalement aboutir à l'expression de la tension totale de distorsion en fonction de la tension de source puis l'IIP3.

$$|v_{dt}|^2 = \frac{|V_s|^6}{V_{IP3}^4} \times \frac{Q_r^3 \times Q_t^3}{8} \times \left[ 1 + \frac{Q_r^2}{Q_t^4} \times \left( \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right)^2 \right] = \frac{|V_s|^6}{V_{IP3, eff}^4} \quad (1.33)$$

$$IIP3 = \frac{V_{IP3, eff}^2}{8 \times R_t} \approx \frac{V_{IP3}^2}{R_t \times (2 \times Q_t \times Q_r)^{3/2} \times \left[ 1 + \frac{Q_r^2}{Q_t^4} \times \left( \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right)^2 \right]^{1/2}} \quad (1.34)$$

---

---

---

# NOMENCLATURE

---

---

BAW : Bulk Acoustic Wave

SAW : Surface Acoustic Wave

RF : Radio Fréquence

CSEM : Centre Suisse d'Electronique et de Microélectronique

WCDMA : Wide Code Division Multiple Access

FBAR : Film Bulk Acoustic Resonator

TFBAR : Thin Film Bulk Acoustic Resonator

BVD : Butterworth Van Dyke

MBVD : Modified Butterworth Van Dyke

SMR : Solidly Mounted Resonator

OMR : Over-Moded Resonator

SCF : Stacked Crystal Filter

CRF : Coupled Resonator Filter

AlN : Nitrure d'Aluminium

SiO<sub>2</sub> : Dioxyde de Silicium

W : Tungstène

SnAgCu : mélange d'Etain, d'Argent et de Cuivre

PZT : Titano-Zirconiate de Plomb

ZnO : Oxyde de Zinc

“bumping” : procédé d'assemblage de deux puces distinctes connectées par des billes métalliques

---

UBM : Under Bump Mask (couche d'accroche entre la bille et le contact de la puce)

“loading” : couche de matériau supplémentaire qui vient charger le résonateur de manière à faire varier sa fréquence de résonance

ladder : filtre en échelle

lattice : filtre en treillis

$\lambda$  : longueur d'onde (m)

$\epsilon$  : constante diélectrique ou permittivité ( $\text{Fm}^{-1}$ ).  $\epsilon = \epsilon_0 * \epsilon_r$

$\epsilon_0$  : permittivité du vide ( $8.854187e^{-12} \text{ Fm}^{-1}$ )

$\epsilon_r$  : permittivité relative

V : vitesse de propagation de l'onde acoustique dans un matériau non piézoélectrique (ne dépend que du milieu de propagation) ( $\text{ms}^{-1}$ )

$V^D$  : vitesse de propagation de l'onde acoustique dans un matériau piézoélectrique

$T_{ij}$  : efforts mécaniques

c : constante de rigidité ou constante élastique ( $c_{ijkl}$  tenseur des rigidités), avec  $c^D$  et  $c^E$  respectivement rigidités à induction électrique et à champ électrique constants

e : constante piézoélectrique

S : déformations mécaniques

E : champ électrique

$D_n$  : induction électrique

$U_{kl}$  : dérivée de la variable d'espace  $U_k$  par rapport à la direction l

---

$\rho$  : masse volumique du matériau ( $\text{kgm}^{-3}$ )

$\eta$  : viscosité acoustique ( $\text{Nsm}^{-1}$ )

$A$  : section du matériau ( $\text{m}^2$ )

$\Delta$  : nombre d'onde

$\beta$  : coefficient de pertes

$Y$  : module d'Young (MPa)

$\nu$  : coefficient de Poisson

$C_0$  : capacité physique du matériau (F)

$kt^2$  : coefficient de couplage électromécanique

$K^2$  : constante de couplage piézoélectrique

$R_0$  : pertes diélectriques de la couche piézoélectrique (Ohm)

$R_m$  : pertes mécaniques de la couche piézoélectrique

$R_s$  : pertes électriques des électrodes

$L_m, C_m$  : traduisent le comportement acoustique du résonateur et permettent de définir la fréquence de résonance

$\tan\delta$  : paramètre matériau qui traduit des pertes diélectriques

$f_s$  : fréquence de résonance ou résonance série (Hz)

$\omega_s$  : pulsation de résonance ( $\text{rads}^{-1}$ )

$f_p$  : fréquence d'anti-résonance ou résonance parallèle

$\omega_p$  : pulsation de d'anti-résonance

$P_A$  : puissance disponible du générateur

$P_2$  : puissance délivrée à la charge

---

$P_1$  : puissance réfléchi

$H(j\omega)$  : fonction de transfert du quadripôle Q

$T(j\omega)$  : fonction de réflexion du quadripôle Q

$D(j\omega)$  : fonction discriminante du quadripôle Q

$\alpha$  : atténuation du quadripôle Q

$\alpha_s$  : atténuation hors de la bande de filtrage

$\alpha_p$  : atténuation dans la bande de filtrage

$\varepsilon$  : ondulation dans la bande

$P(j\omega)$ ,  $Q(j\omega)$  et  $R(j\omega)$  : polynômes à coefficients réels avec un coefficient égal à 1 pour le terme de plus haut degré

$Z_{Ri}$  : zéros de R

$Z_{Pi}$  : les zéros de P

$n$  : ordre du filtre ou nombre de pôles

$n_z$  : nombre de zéros de transmission

$T_n(\omega)$  : polynômes de Tchebychev d'ordre  $n$

$f_r$  : fréquence de référence ou fréquence centrale arithmétique.

$f_m$  : fréquence centrale géométrique.

$f_1$  et  $f_2$  définissent la bande passante du filtre.

$f_3$  et  $f_4$  définissent la bande coupée du filtre.

$\Omega_s$  : traduit la sélectivité du filtre.

$L_r$  : inductance de référence.

$C_r$  : capacité de référence.

---

Rr : impédance de référence ou de charge (dans notre cas 50 ohms).

1/a : largeur de bande relative

k : représente dans ce cas le coefficient de couplage inter-résonateurs

q : représente l'adaptation entrée-sortie

$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}}$  : transconductance de grille d'un transistor MOS (S)

$g_0 = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}}$  : conductance de sortie d'un transistor MOS (S)

$\phi$  : déphasage (rad)

k : constante de Boltzmann ( $1.38e^{-23} \text{ JK}^{-1}$ )

T : température (K)

F : facteur de bruit

$v_n$  : source de bruit en tension

$i_n$  : source de bruit en courant

$i_c$  : source de bruit en courant corrélée

$i_u$  : source de bruit en courant non corrélée

$Y_c$  : admittance de corrélation

$G_i$  : conductance

$B_i$  : susceptance

$F_{\min}$  : facteur de bruit minimum

$G_{\text{opt}}$  : conductance de bruit optimum

IP3 : 3rd-order Intercept Point

---

IIP3 : 3rd-order Input Intercept Point

$V_{IP3}$  : tension d'IP3

$I_{IP3}$  : courant d'IP3

SFDR : Spurious Free Dynamic Range

NSNR : Normalized Signal to Noise Ratio

HD3 : 3rd-order Harmonic Distortion

$C_{ox}$  : capacité de l'oxyde de grille du transistor par unité de surface ( $Fm^{-2}$ )

$\epsilon_{ox}$  : permittivité de l'oxyde de grille ( $Fm^{-1}$ )

$t_{ox}$  : épaisseur de l'oxyde de grille ( $\mu m$ )

W : largeur de la grille du transistor ( $\mu m$ )

L : longueur de la grille du transistor ( $\mu m$ )

$V_t$  : tension de seuil (V)

$\mu$  : mobilité des électrons du transistor ( $m^2V^{-1}s^{-1}$ )

$r_b$  : résistance de base du transistor

$c_{\pi}$  : capacité base émetteur du transistor

---

---

# RÉSUMÉ

---

---

Le thème principal de ce travail de cette thèse est l'étude et la réalisation de nouvelles architectures de filtres permettant l'utilisation de résonateurs BAW et l'accord en fréquence de ces derniers.

Le premier chapitre présente la technologie BAW et notamment les résonateurs à ondes acoustiques de volume (modélisation électrique, procédé de fabrication et compensation possible). Dans le deuxième chapitre, un état de l'art des différentes topologies de filtre BAW est présenté, suivi par une étude des différentes méthodes de synthèse classiques de filtre dans l'objectif d'élaborer une synthèse de filtre BAW qui deviendra par la suite un filtre BAW accordable en fréquence. Le troisième chapitre présente un premier moyen de réaliser un filtre BAW accordable en fréquence et le quatrième chapitre est consacré à l'optimisation de cette structure ; optimisation en terme de surface et de performances. Enfin, le cinquième chapitre détaille les étapes de réalisation physiques des différentes structures de filtres ainsi que les mesures.

Mots clé : résonateur BAW, filtre BAW, synthèse de filtre, résistance négative, capacité négative, inductance active, filtre BAW accordable, bumping, mesure différentielle, modes mixtes

---